

**MASTER**

**Positiebepaling van een laserstraal**

Wieberdink, J.

*Award date:*  
1970

[Link to publication](#)

**Disclaimer**

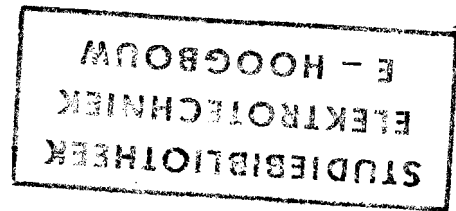
This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

**General rights**

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Technische Hogeschool Eindhoven  
Afdeling der Elektrotechniek



Positiebepaling van een laserstraal

door J. Wieberdink

Verslag van het afstudeerwerk  
verricht in de groep ETB van  
Prof.dr.ing.H.J.Butterweck onder  
leiding van Ir.W.van Veenendaal

INHOUDSOPGAVE

	Pag. nr.
1. Inleiding	2
2. Samenvatting	3
3. De keuze van het meetsysteem	5
3.1. De gegevens	5
3.2. Discriminatie laserstraling - daglicht	6
3.3. De verhouding van laserlicht tot daglicht	6
3.4. De detector	7
4. De lichtdetectorschakeling	8
5. Voeding voor de detectoren	10
6. Het rood-doorlaatfilter	12
7. De opstelling van de fototransistoren	13
8. Het aftasten van de detectoren	15
9. Het rekenorgaan	25
9.1. Inleiding	25
9.2. Het tellen	25
9.3. De deling	26
9.4. De 8-deler	28
9.5. De aftrekschakeling	29
9.6. De optelschakeling	32
9.7. De omschakeling aftrekken/optellen	33
9.8. Het kwadrateren	34
9.9. Het complete schema van het rekenorgaan	35
9.10. De elektronische omschakelaar	40
9.11. De doorschuif- en reset-schakeling voor de binaire counters	41
9.12. Het regelen van de colckpulsen op de schuifregisters	42
9.13. Het inlezen van de extra binaire tellers	43
10. Het middelen	45
11. De decimaal achter de komma	50
12. Slot	50
Appendix	52
A. Verlichtingseenheden	52
B. Het middelpunt	53
C. Afkortingen en symbolen	54
D. Load states en telcycli van de N-deler	55
Literatuur	56

1. Inleiding.

Een laserstraal die voor communicatie-doeleinden op aarde wordt gebruikt, ondervindt invloed door atmosferische effecten [1] [9].

Door de voortdurende variatie van de brekingsindex van de atmosfeer ten gevolge van locale druk en temperatuurveranderingen zal de laserstraal zich niet steeds langs dezelfde weg voortplanten [3]. Dit heeft tot gevolg dat de straal aan de ontvangstzijde van een laserverbinding niet steeds hetzelfde punt van de ontvanger treft (fig. 1).

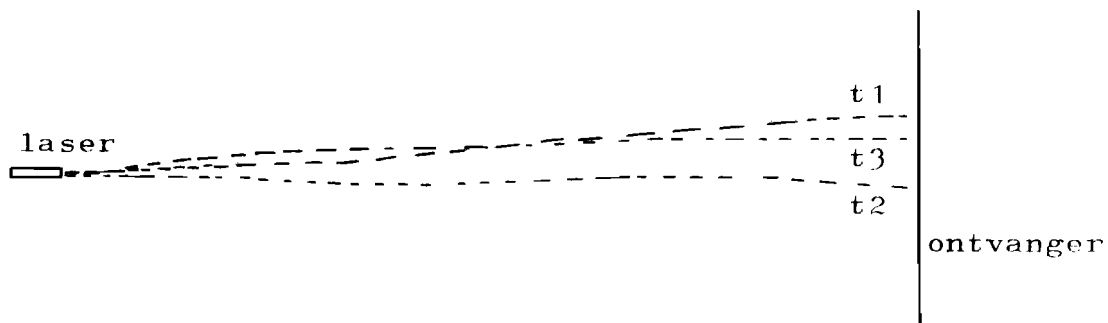


Fig. 1

Bovendien zal de inwendige vermogensstroombichtheid van de straal fluctueren.

Dit verslag beschrijft een apparaat dat ter plaatse van de ontvanger enkele statistische grootheden van de straalbeweging kan meten.

2. Samenvatting.

We beschikken over 49 lichtgevoelige transistoren, die in een vierkant opgesteld zijn. Elke fototransistor is ingebouwd in een drempeldetector. Wanneer de lichtstroom op de transistor een bepaalde - van tevoren ingestelde - waarde overschrijdt, geeft de detector een spanning af (+5V).

Een aftastschakeling loopt één maal per milliseconde alle 49 detector-uitgangen na elkaar af en levert per aftasting, zowel op uitgang D als op uitgang F (fig. 2) zoveel pulsen als er fototransistoren "belicht" zijn.

De pulsen uit D hebben over het algemeen niet dezelfde breedte. Deze breedte is een maat voor de x-coördinaat van de belichte fototransistor. Evenzo is de breedte van de pulsen uit F een maat voor de y-coördinaat.

Elke puls uit D (resp. E) wordt vervolgens in zoveel punten verdeeld als de x-coördinaat (resp. y-coördinaat) bedraagt van de met deze puls overeenkomende belichte fototransistor (schaalfactoren).

Teller I telt de pulsen op D. Dit aantal is een maat voor de grootte van de lichtvlek. We kunnen dit getal met  $S_1$  toevoeren naar een instelbare deler, die de gemiddelde grootte van de vlek bepaalt (maximaal kan over 140.000 aftastingen gemiddeld worden).

Teller II telt het aantal pulsen uit E.

Door het aantal pulsen uit E te delen door dat uit D vinden we de x-coördinaat van het middelpunt van de lichtvlek ( $X_m$ ). Een kwadrateerder levert vervolgens  $X_m^2$ .

$X_m$  en  $X_m^2$  kunnen naar keuze met behulp van  $S_1$  naar de instelbare deler toegevoerd worden. Deze berekent dan de gemiddelde waarde van die grootheden. (Ook hier is maximaal een middeling mogelijk over 140.000 aftastingen; dit is over ca. 140 seconden)

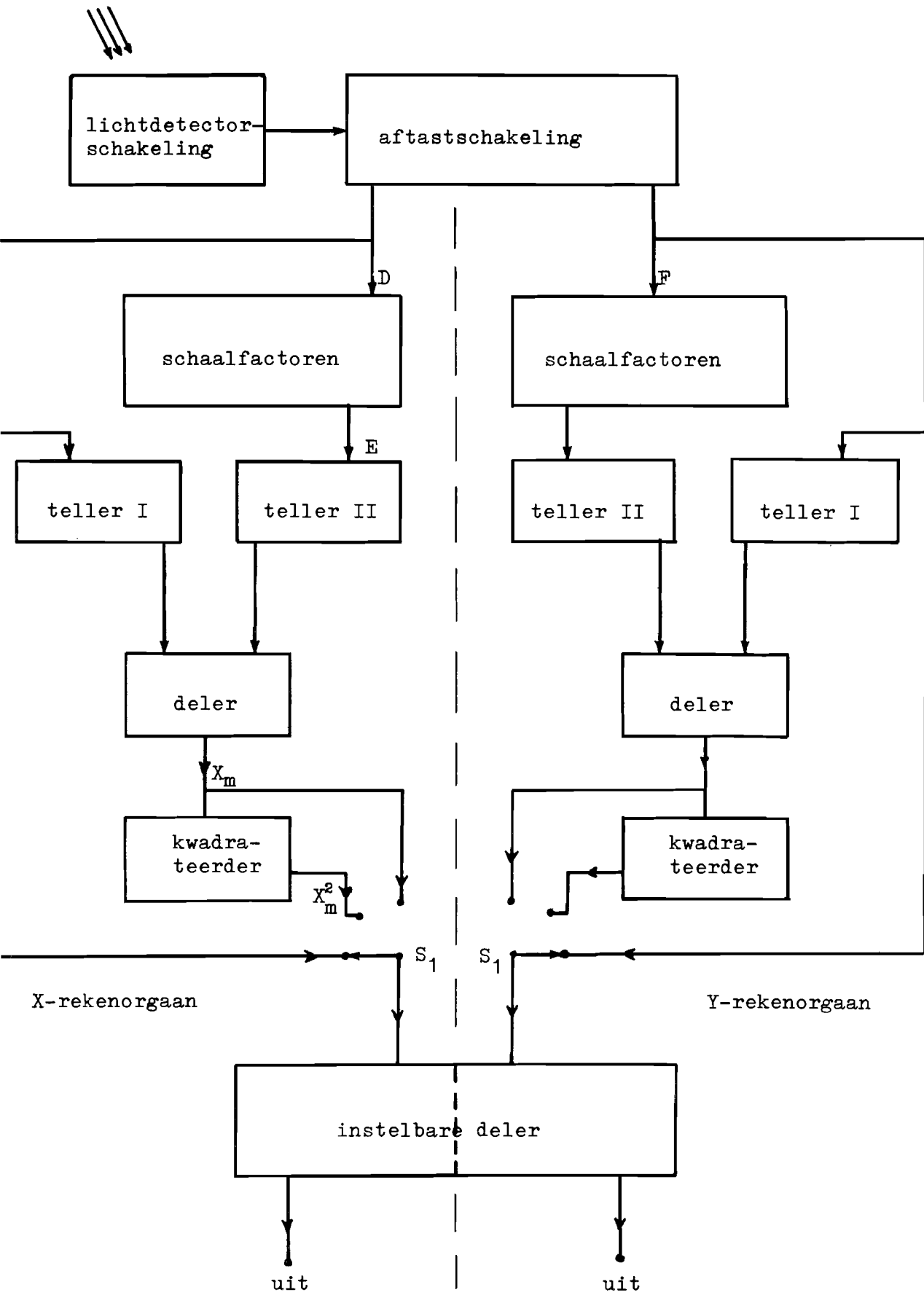


Fig. 2

### 3. De keuze van het meetsysteem.

#### 3.1. De gegevens.

Aan het systeem worden eisen gesteld op grond van de volgende gegevens:

- 1) De te gebruiken laser is een HeNe laser, model 123 van Spectra Physics, die een uitgangsvermogen heeft van ca. 10 mW. Zijn golflengte bedraagt 630 nm.
- 2) De afstand zender - ontvanger bedraagt ca. 5 km.  
(THE - Nat. Lab., Waalre)
- 3) De snelste veranderingen in de vlek kunnen volgens de literatuur [6] met frequenties tot 1000 Hz volledig worden beschreven. De bandbreedte van de detectieschakeling moet daarom 1000 Hz bedragen.
- 4) De laserstraal ondervindt demping door de atmosfeer [1].  
Zie tabel 1.

weerconditie	verzwakking dB/km	verzwakking over 5 km dB
helder weer	0,06	0,3
lichte mist	9	45
mist	18	90
regen 5 mm/uur	1,6	8
25 mm/uur	4,2	21
75 mm/uur	7	35
lichte sneeuwval	1,9	9,5
zware sneeuwval	6,9	35,5

Tabel 1.

Afgezien van extreme weersomstandigheden (zware sneeuwval of mist) is de atmosferische demping kleiner dan 20 dB. Ter plaatse van de ontvanger hebben we dan nog minstens een vermogen van  $10 \cdot 10^{-2} \text{ mW} = 0,1 \text{ mW}$ , dat verdeeld kan zijn over een aantal detectoren.

Uit de oppervlakteverhouding van zender en ontvanger en de waargenomen spreiding van de bundel volgt een verzwakking van nog een 6dB.

We stellen nu als eis dat de detectoren een vermogensvermindering van 26 dB nog moeten kunnen detecteren. Dit komt overeen met een minimaal vermogen van  $25 \mu\text{W}$ /opnemer.

### 3.2. Discriminatie laserstraling - daglicht.

Er moet bij daglicht gemeten kunnen worden.

Men kan de invloed van het daglicht reduceren door de laserstraal met een voldoende hoge frequentie (bijv. 10kHz, zie [2]) in amplitude te moduleren. Nadat met behulp van synchrone detectie [2] de gewenste signalen teruggewonnen zijn, kunnen deze analoog verder verwerkt worden.

Een andere methode om de invloed van het daglicht te verminderen is het plaatsen van rood-doorlaatfilters voor de lichtgevoelige elementen. Dit laatste heeft als voordeel dat de straal niet gemoduleerd hoeft te worden. Er is echter een nadeel: ook de rode componenten van het daglicht worden door de detector gemeten.

### 3.3. De verhouding van laserlicht tot daglicht.

De verlichtingssterkte ter plaatse van de fototransistor die zich in het brandpunt van een lens bevindt, kan berekend worden met behulp van de volgende formule [7]:

$$E = L \frac{1}{4} \pi \left(\frac{D}{f}\right)^2$$

Hierin is

E de verlichtingssterkte in lux

L de helderheid in cd/m<sup>2</sup>

$\frac{D}{f}$  de relatieve opening van de lens.

Een heldere hemel heeft een helderheid van de order van 1 stilb [8] (dit is 10<sup>4</sup> cd/m<sup>2</sup>, zie appendix I).

De gebruikte lens heeft een relatieve opening van 9/24 = 0,375.

Dan is

$$E = 1100 \text{ lux.}$$

Het lichtgevoelig oppervlak van de fototransistor bedraagt 0,1 cm<sup>2</sup>. De lichtstroom op de transistor is dus

$$\Phi = 1100 \cdot 0,1 \cdot 10^{-4} = 11 \cdot 10^{-3} \text{ lumen.}$$

Voor de transistor is nog een rood-doorlaatfilter geplaatst, zodat slechts ca. 1/10 van de hierboven uitgerekende lichtstroom de transistor bereikt:



$$\Phi_{\text{transistor}} = 11 \cdot 10^{-4} \text{ lumen.}$$

Dit komt overeen met  $11 \cdot 10^{-4} \cdot 16 \cdot 10^{-4} \text{ Watt} = 1,8 \mu\text{W}$ .

De verhouding laserlicht tot daglicht bedraagt dus minimaal (hoofdstuk 2.1.)  $25/1,8 = 14/1$ .

### 3.4. De detector.

We kunnen gebruik maken van lineaire detectoren of drempel-detectoren. Deze laatsten geven een spanning van enkele volts af, wanneer de lichtstroom op het lichtgevoelig element een bepaalde instelbare waarde overschrijdt.

Uit experimenten is gebleken dat drempeldetectoren een grotere gevoeligheid en een grotere bandbreedte bezitten dan lineaire detectoren.

De eerstgenoemde detector leent zich bij uitstek voor digitale verwerking van de meetresultaten. Achter de lineaire detector verdienen analoge bewerkingen de voorkeur; hierbij kan men echter last krijgen van driftverschijnselen.

Drempeldetectie heeft ook een nadeel: de detector kent aan de intensiteit van het laserlicht slechts twee toestanden toe.

Aan de hand van alle in dit hoofdstuk genoemde feiten is besloten een meetsysteem te ontwerpen dat met drempeldetectoren uitgerust is en waarvan de invloed van het daglicht verkleind wordt door middel van rood-doorlaatfilters. De verwerking van de gemeten resultaten zal digitaal geschieden.

#### 4. De lichtdetectorschakeling.

Het schema voor de lichtdetector vinden we in fig. 3. Deze schakeling voldoet aan de eisen welke in hoofdstuk 3 gesteld zijn.

Als lichtgevoelig element wordt een fototransistor (BPX 25, Philips) gebruikt, welke in een verschiltrap opgenomen is.

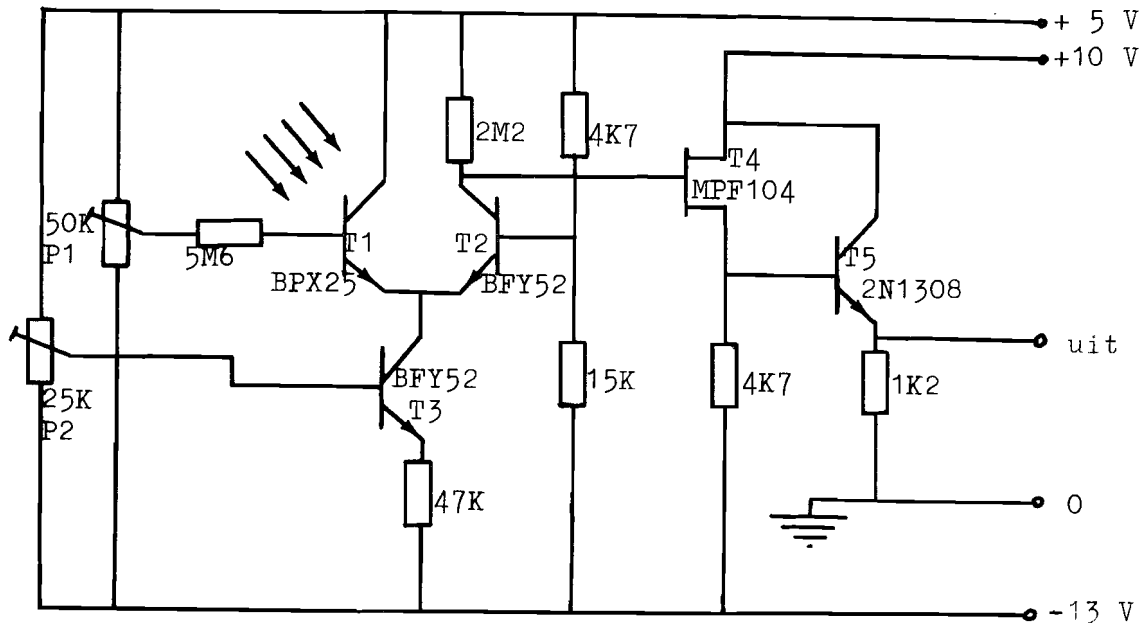


fig. 3 De lichtdetectorschakeling.

De stroom voor deze verschiltrap wordt geleverd door  $T_3$  en kan ingesteld worden met behulp van  $P_2$ .

Met  $P_1$  en  $P_2$  wordt de drempel afgeregeld.

De instelling van de stromen in  $T_1$  en  $T_2$  is zodanig dat, wanneer  $T_1$  niet belicht is, de collector van  $T_2$  op ongeveer nul volt ligt (t.o.v. aarde) en dat, als  $T_1$  wel belicht is, deze spanning +5 volt bedraagt (dan loopt er dus geen stroom meer door  $T_2$ ).

De field-effect transistor MPF104 en de schakeltransistor 2N1308 zorgen voor een voldoende lage uitgangsimpedantie. De uitgangsspanning van de schakeling is nul (fototransistor niet belicht) of 5 volt (wel belicht) en daarom geschikt om direkt te worden toegevoerd naar logische systemen die uit  $DT_{\mu}L$  of  $TT_{\mu}L$  circuits opgebouwd zijn.

De bandbreedte van de schakeling bedraagt 10kHz en aan de gestelde eis (1kHz, zie hoofdstuk 3) is dus ruimschoots voldaan.

Wanneer door een filter slechts 0,5% van het licht van een 10mW laser doorgelaten wordt (dit is een energieverzwakking van 33dB) kunnen alle detectoren nog reageren (de gestelde eis 26dB).

Om de invloed van het daglicht sterk te reduceren worden voor de fototransistoren rood-doorlaatfilters geplaatst (zie verder hoofdstuk 6).

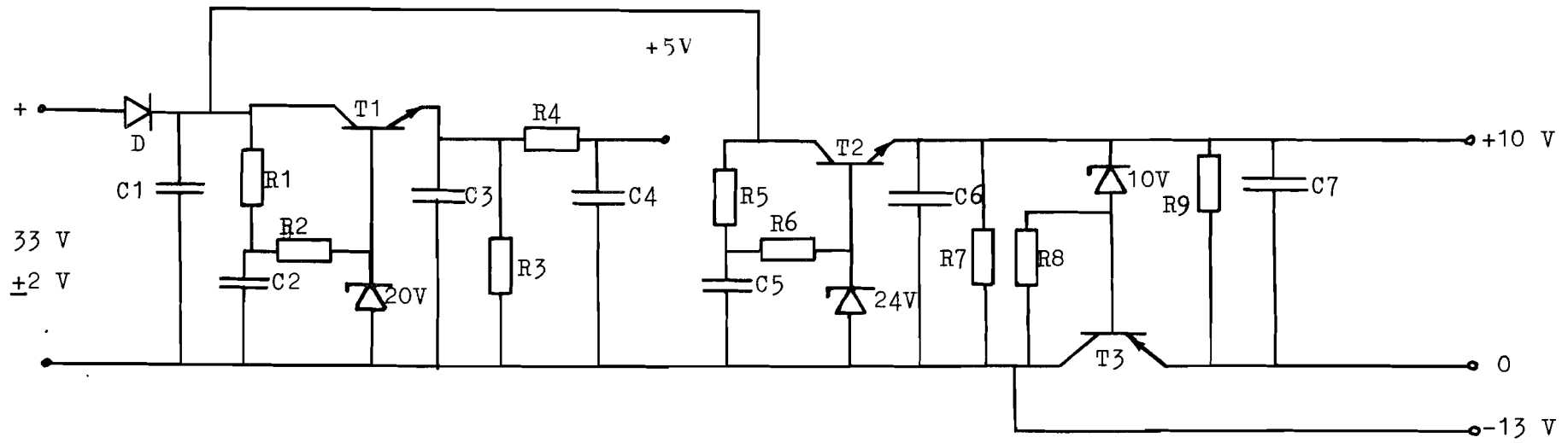
5. De voeding voor de detectoren.

Voor de detectorschakeling hebben we drie spanningen nodig: +10, +5 en -13V. De drempel bleek nogal gevoelig te zijn voor kleine variaties in de +5 en -13V voedingsspanning. Deze moeten dus goed constant gehouden worden. De schakeling in fig.4 zorgt hiervoor en heeft bovendien het voordeel dat slechts één voedingsapparaat vereist is, waarvan de uitgangsspanning 33V ( $\pm 2V$ ) moet bedragen.

De diode D (fig. 4) beschermt de schakeling tegen verkeerd aansluiten van dit voedingsapparaat.

De transistoren  $T_1$  en  $T_2$  worden samen op één geribde koelplaat van  $10 \times 12\frac{1}{2}$  cm<sup>2</sup> gemonteerd.  $T_3$  bevindt zich op eenzelfde koelplaat.

De opgenomen stroom bedraagt 350 tot 600 mA, afhankelijk van het aantal belichte detectoren.



R1	560Ω	C1	200μF	D	BY127
R2	560Ω	C2	50μF	T1	2N3053
R3	5K6	C3	100μF	T2	2N3053
R4	12Ω	C4	100μF	T3	40022 RCA
R5	560Ω	C5	50μF		
R6	560Ω	C6	100μF		
R7	10K	C7	100μF		
R8	5K6				
R9	5K6				

Fig. 4 De voeding voor de detectoren.

6. Het rood-doorlaatfilter.

Om de invloed van het daglicht te reduceren, is vóór de fototransistor een rood-doorlaatfilter geplaatst (zie hoofdstuk 3).

Dit filter bestaat uit twee delen: een 15-laags Fabry-Perot filter [4], die geplaatst is op een absorbtiefilter, type R9610, van de firma Schott. Dit absorbtiefilter onderdrukt de zijlobben van het eerstgenoemde filter.

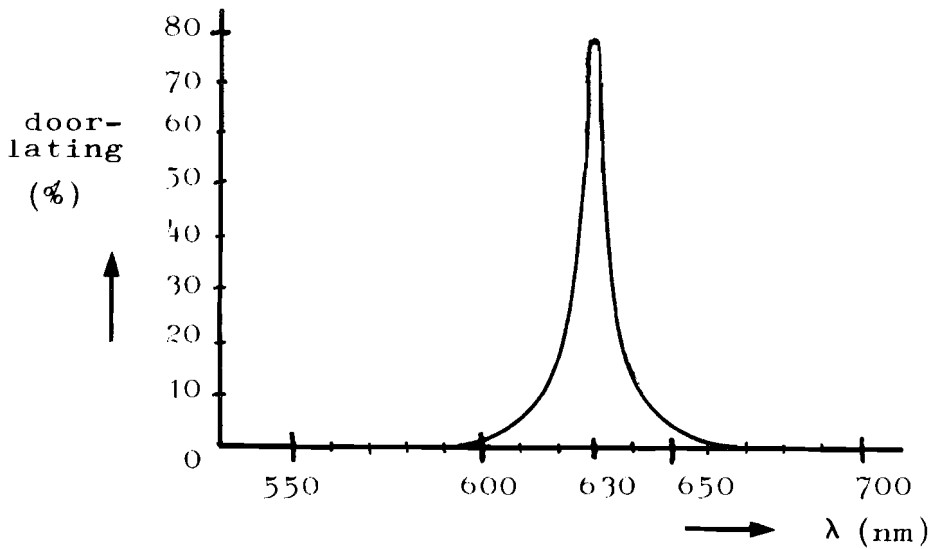


Fig. 5

Figuur 5 laat de doorlaatkarakteristiek van het filter zien. De halfwaarde-breedte ervan bedraagt 6,5 nm.

7. De opstelling van de fototransistoren en het coördinatenstelsel.

Elke fototransistor is in het uiteinde van een plastic pijp van 30 cm lengte en 10,5 cm doorsnee gemonteerd (fig. 6). De transistor bevindt zich in het brandpunt van een lens.

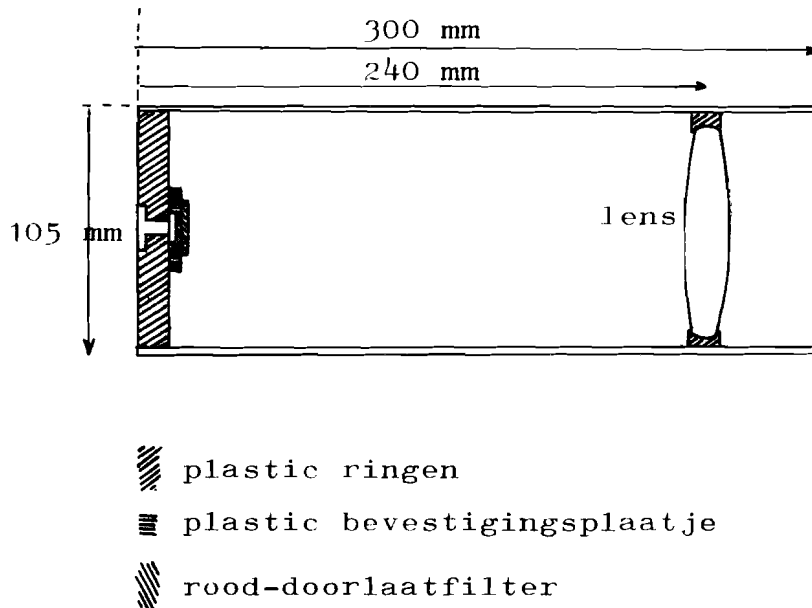


Fig. 6

De gebruikte lenzen hebben geen exacte brandpuntsafstand: de lichtvlek heeft een minimale grootte (ca. 0,1 cm<sup>2</sup> doorsnee) vanaf 23,5 tot 24,5 cm achter de lens. Dit heeft als voordeel dat de fototransistor gemakkelijker in het "brandpunt" van de lens te krijgen is. De afstand fototransistor - lens is nu niet kritisch.

Het totale aantal detectoren bedraagt 49.

Alle 49 pijpen zijn opgestapeld in een vierkant (fig. 7) dat aan de onder- en bovenzijde afgesloten wordt door een plaat multiplex. Het geheel wordt bij elkaar gehouden door 6 draad-einden.

In fig. 7 is tevens het coördinatenstelsel aangegeven.

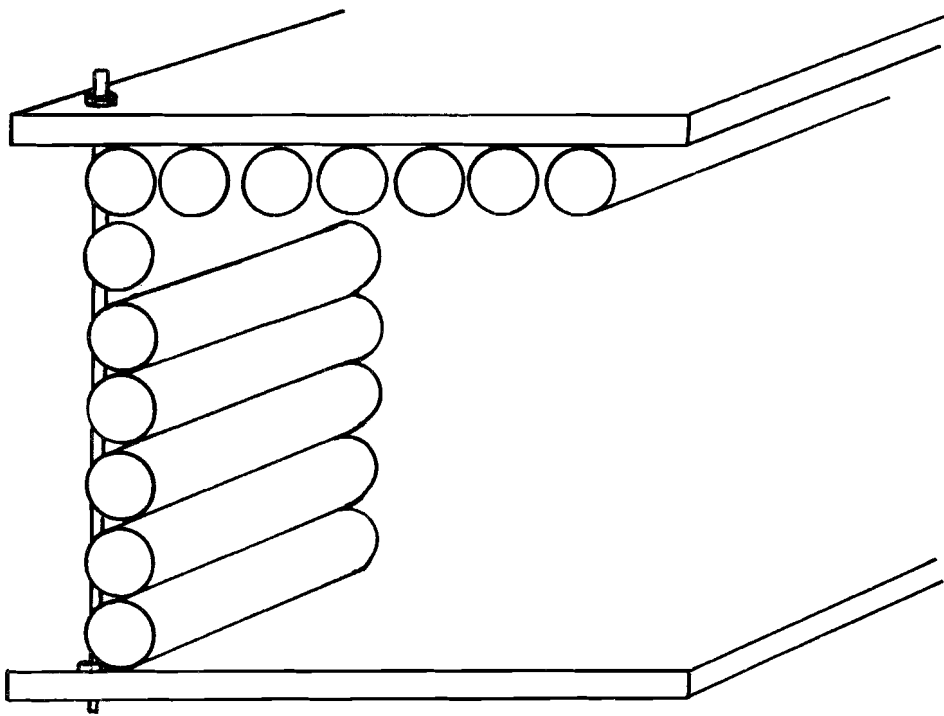
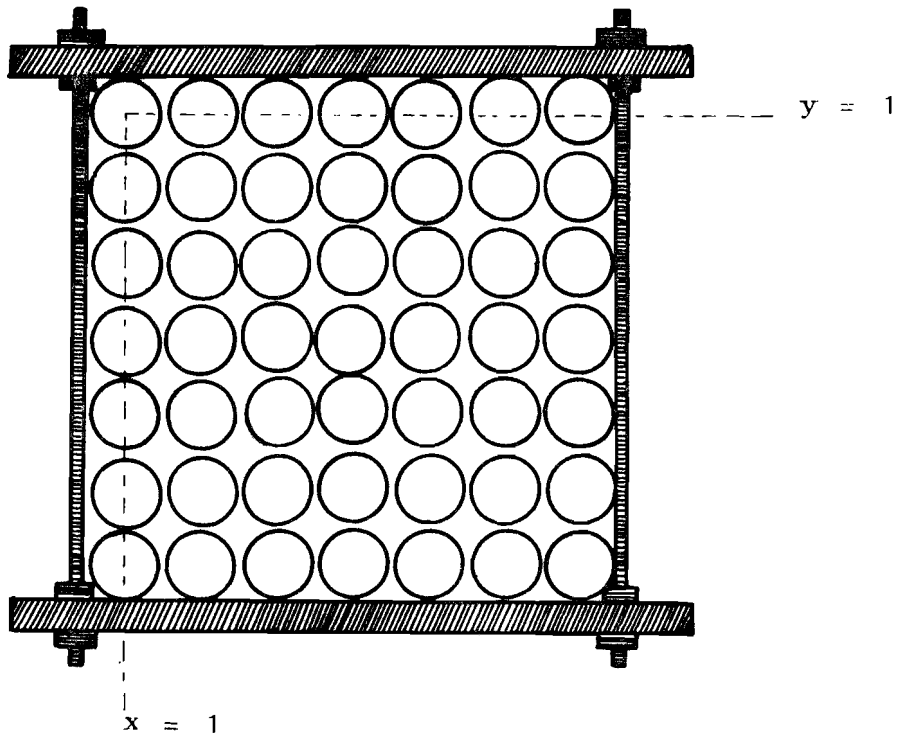


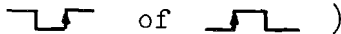
Fig. 7



8. Het aftasten van de detectoren.

Alle 49 detectoren worden na elkaar afgetast. Hierbij wordt gekeken of de uitgang van een detector een logische nul (0 V) of een logische één (+5 V) is. De schakeling voor het aftasten van alle 49 detectoren is gegeven in figuur 8.

Elke detectoruitgang  $D_{ij}$  ( $i = 1, 2, \dots, 7; j = 1, 2, \dots, 7$ ) is verbonden met een ingang van een 3-input-nand.  $S_1$  (zie ook fig. 10) zorgt ervoor dat bij het inschakelen van de voedingsspanning  $x_1$  van de X-ringteller en  $y_1$  van de Y-ringteller hoog (+5V) zijn. Alle andere  $x_i$  en  $y_i$  zijn laag (0 V).

Geven we een puls op de clockpulsingang, dan wordt  $x_2$  alleen hoog en alle andere  $x_i$  laag; de logische één is dus één plaats opgeschoven. Dit doorschuiven vindt plaats op de stijgflank van de clockpuls. (In het vervolg zal in de figuren de flank waarop iets reageert, met een pijl aangegeven worden, dus in het geval van de clockpuls bij het schuifregister: )

Als we na het inschakelen 6 clockpulsen gegeven hebben, is  $x_7$  hoog en de uitgang van de hierop aangesloten power gate (dit is tevens de clockpulsingang van de Y-ringteller) laag. Geven we nu nog een puls op de ingang van de X-ringteller, dan staat de X-teller weer op  $x_1$  en de Y-ringteller staat op  $y_2$  (vanwege de stijgflank op de clockpulsingang van deze teller).

We kunnen zo doorgaan tot  $(x_7, y_9)$  waarna de cyclus weer bij  $(x_1, y_1)$  begint.

Elke volgende cyclus vereist 63 (9 x 7) clockpulsen. Om 49 detectoren af te tasten, zouden we aan 49 clockpulsen voldoende hebben. Gedurende de tijdsduur van de 14 extra clockpulsen kan bijvoorbeeld een berekening uitgevoerd worden. We kunnen deze extra tijd ook voor een synchronisatie-sigitaal gebruiken.

We stellen nu als eis, dat het aftasten van de 49 detectoren en de duur van het eventuele synchronisatiesigitaal 1 msec in beslag neemt en dat het proces zich elke milliseconde herhaalt. Dit betekent dat we op de clockpulsingang van het X-register een frequentie moeten zetten van 63 kHz.

Dit heeft dan tot gevolg dat elke logische één van een willekeurige  $x_i$   $\frac{1}{63}$  msec duurt.

We vergeten voorlopig even de one-shots in de figuren 8 en 9. Dan gaan alle  $X_i$ ,  $y_i$  en  $D_{ij}$  uitgangen naar een nand. We zien (fig. 8) dat elke rij nands een wired-or vormt met als uitgang  $A_j$ .

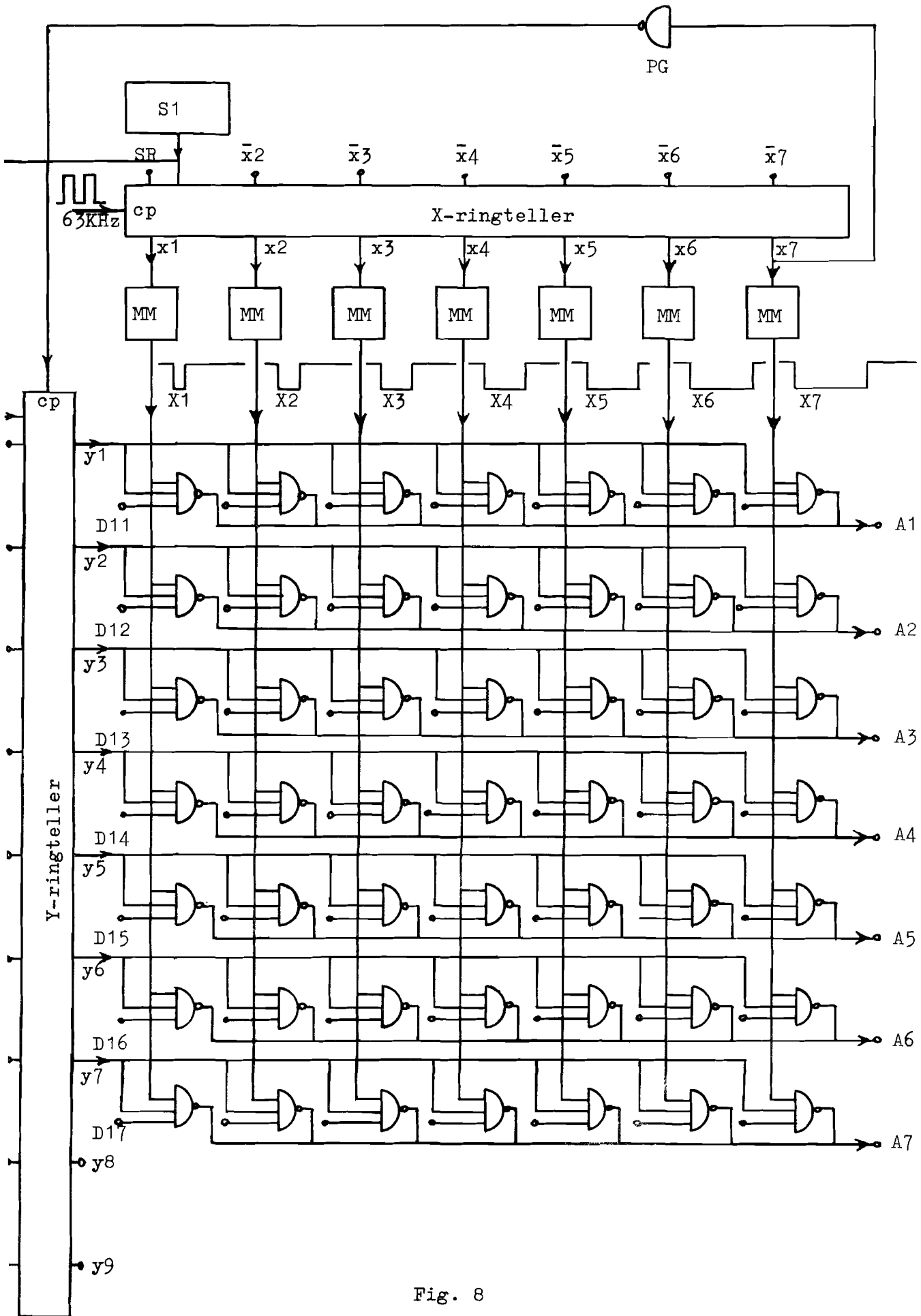


Fig. 8

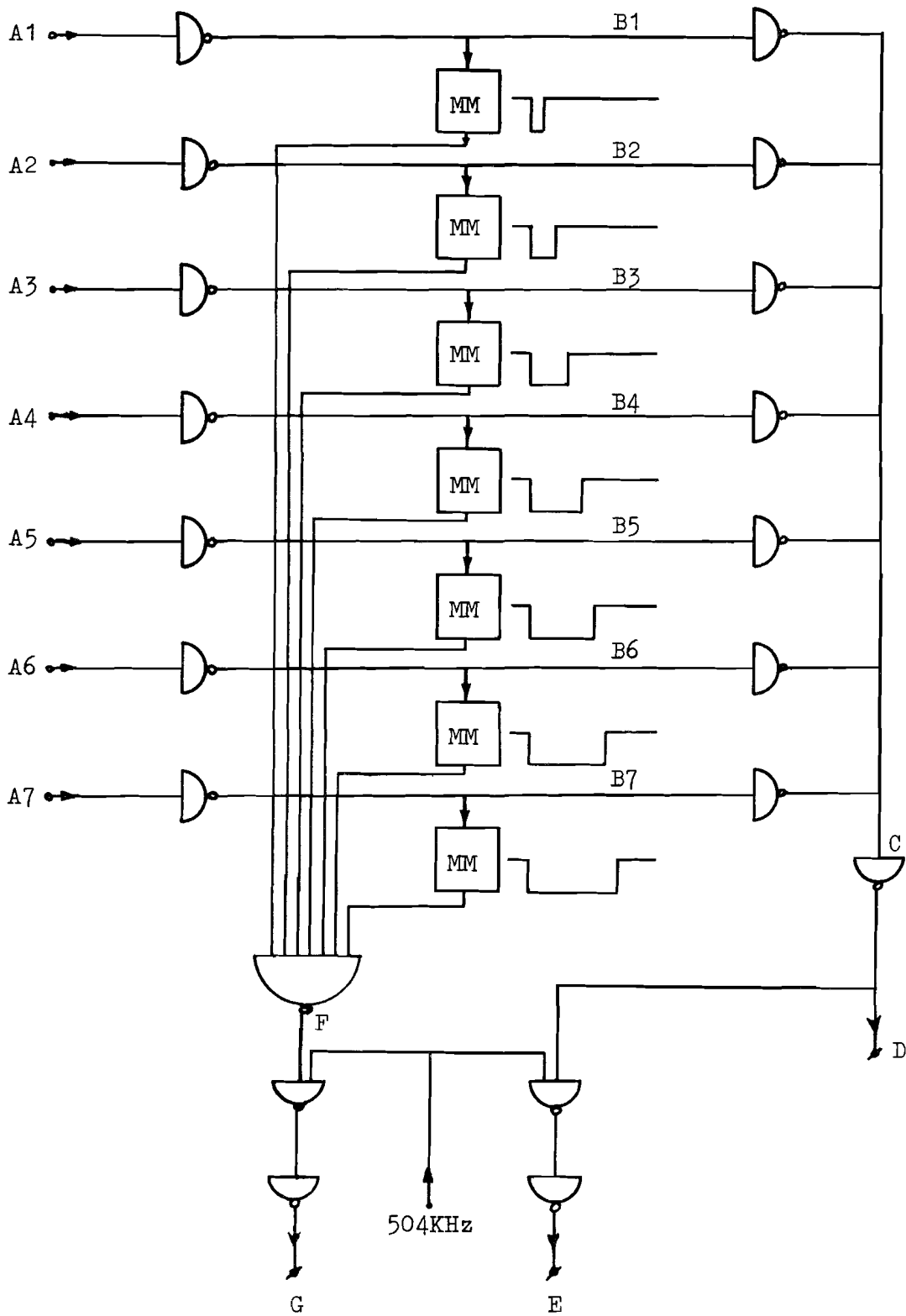


Fig. 9.

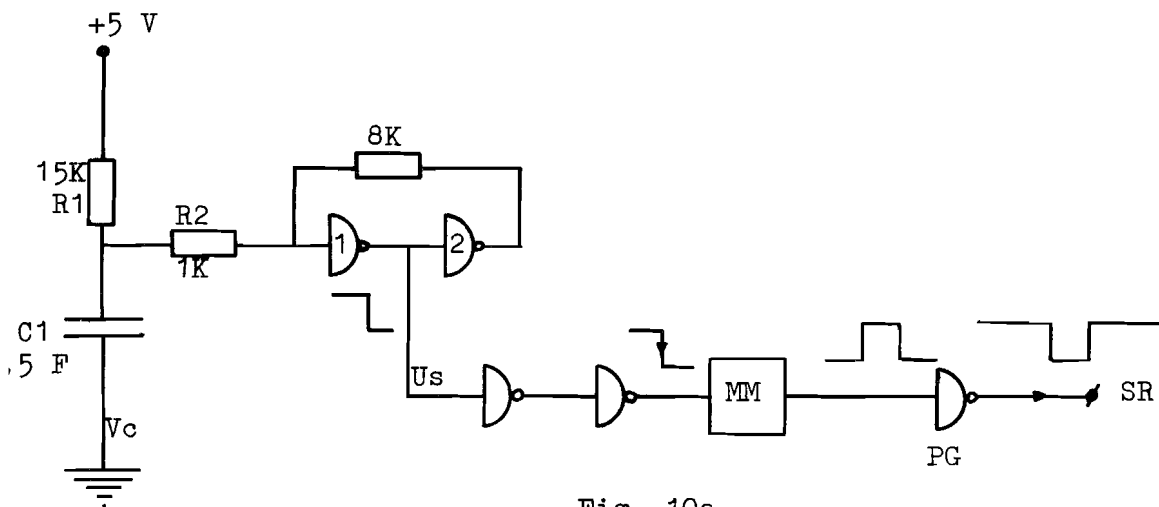
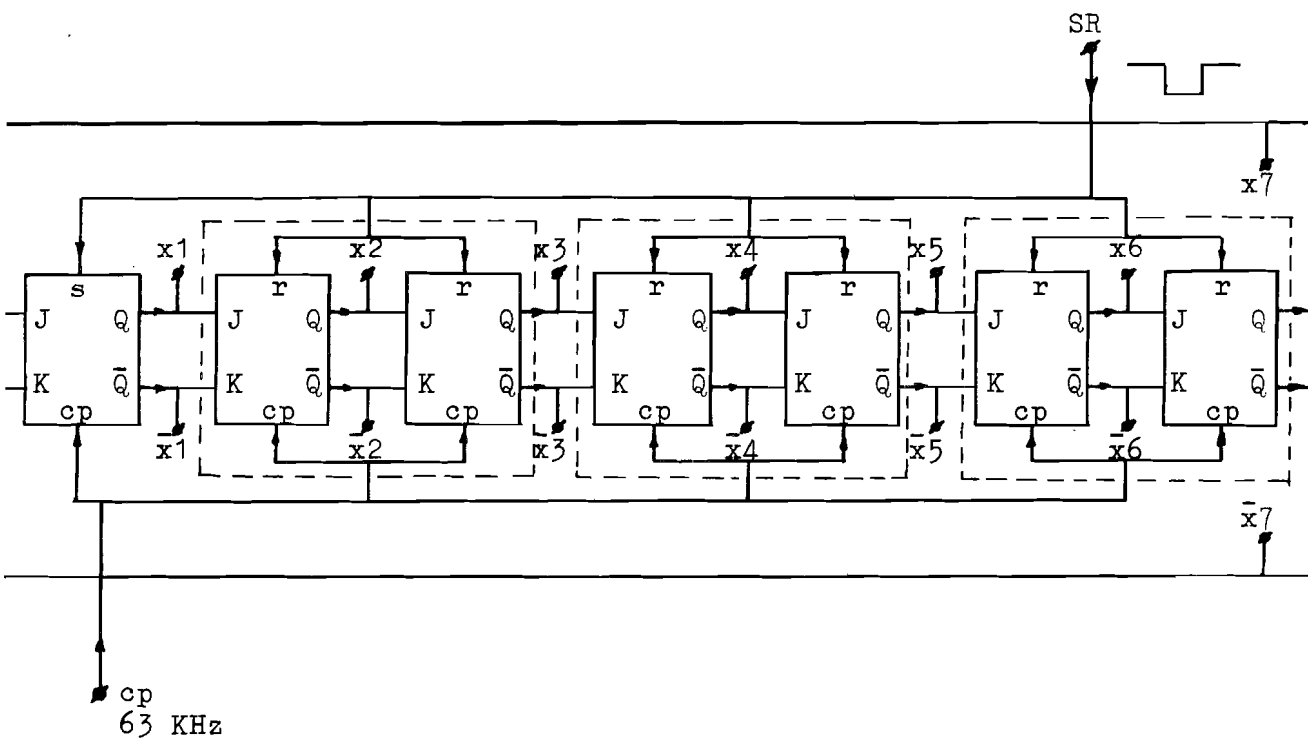


Fig. 10a.

Set/reset schakeling voor de ringteller (eenheid S1)



s = set ingang

r = reset ingang

cp= clockpuls ingang

Fig. 10b.

Ringteller

In figuur 9 hebben we nogmaals een wired-or met als ingangssignalen  $B_1$  t/m  $B_7$  en als uitgangssignaal C. Na nog een inverter krijgen we signaal D. Dit signaal is als volgt te berekenen.

$$A_j = \sum_{i=1}^7 X_i y_i D_{ij} \quad (\text{wired-or functie}) \quad (1)$$

$$B_j = \sum_{i=1}^7 X_i y_i D_{ij} \quad (2)$$

$$C = \sum_{j=1}^7 \sum_{i=1}^7 X_i y_j D_{ij} \quad (\text{wired-or functie}) \quad (3)$$

$$D = \sum_{j=1}^7 \sum_{i=1}^7 X_i y_j D_{ij} \quad (4)$$

Op D kunnen we dus zien, welke detectoren belicht zijn, mits we weten, wanneer met een aftasting begonnen wordt.

We gaan er nog even vanuit dat de monostabiele multivibratoren er niet in zitten (dan is  $x_i = X_i$ ).

Verder nemen we aan dat alleen de fototransistoren (2,1) en (3,1) belicht zijn, dus  $D_{21} = 1$  en  $D_{31} = 1$ .

In fig. 11 zijn de pulsvormen op de uitgangen  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  en  $x_4$  van de ringteller getekend. Tevens is de puls op D weergegeven. We zien dat, hoewel er twee fototransistoren belicht zijn, uit D maar 1 puls komt (beide pulsen zijn aan elkaar geplakt).

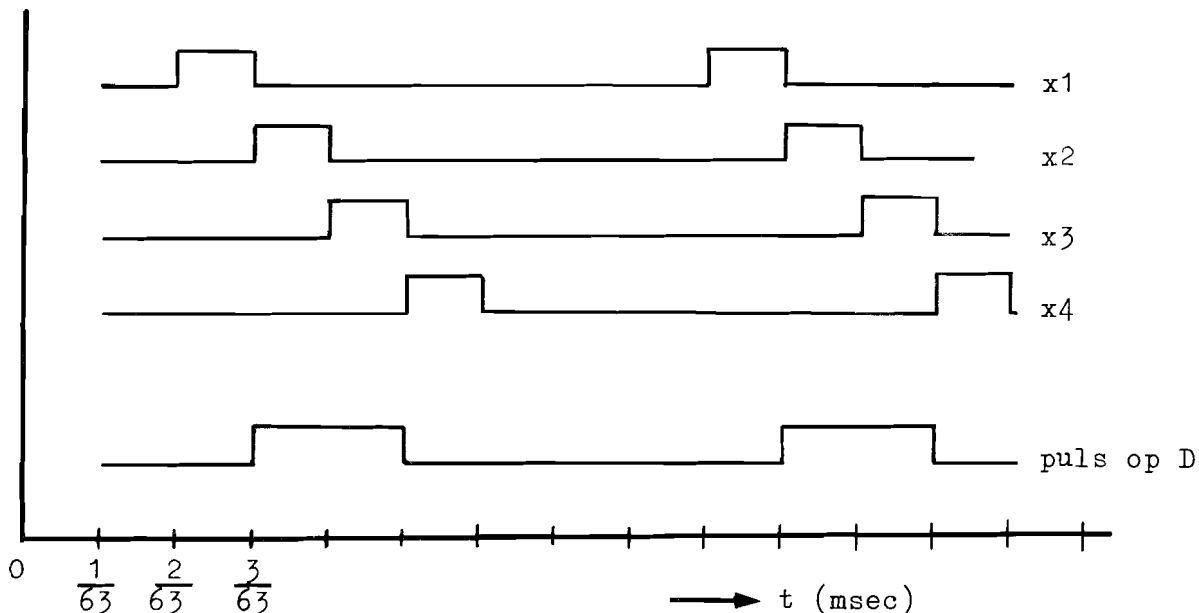


Fig. 11

We wensen twee pulsen te verkrijgen. Dit kunnen we bereiken door de breedte van de pulsen  $X_i$  kleiner te maken dan die van  $x_i$ ; we doen dit met behulp van monostabiele multivibratoren, daar we dan tevens de mogelijkheid bezitten om schaalfactoren in te voeren.

Veronderstel dat we de breedte van de puls  $X_i$  gelijk aan  $\frac{i}{8} \cdot \frac{1}{63}$  msec. maken ( $i=1, 2, \dots, 7$ ), wat in te stellen is met de monostabiele multivibratoren.

De pulsvormen zijn dan (fig. 12):

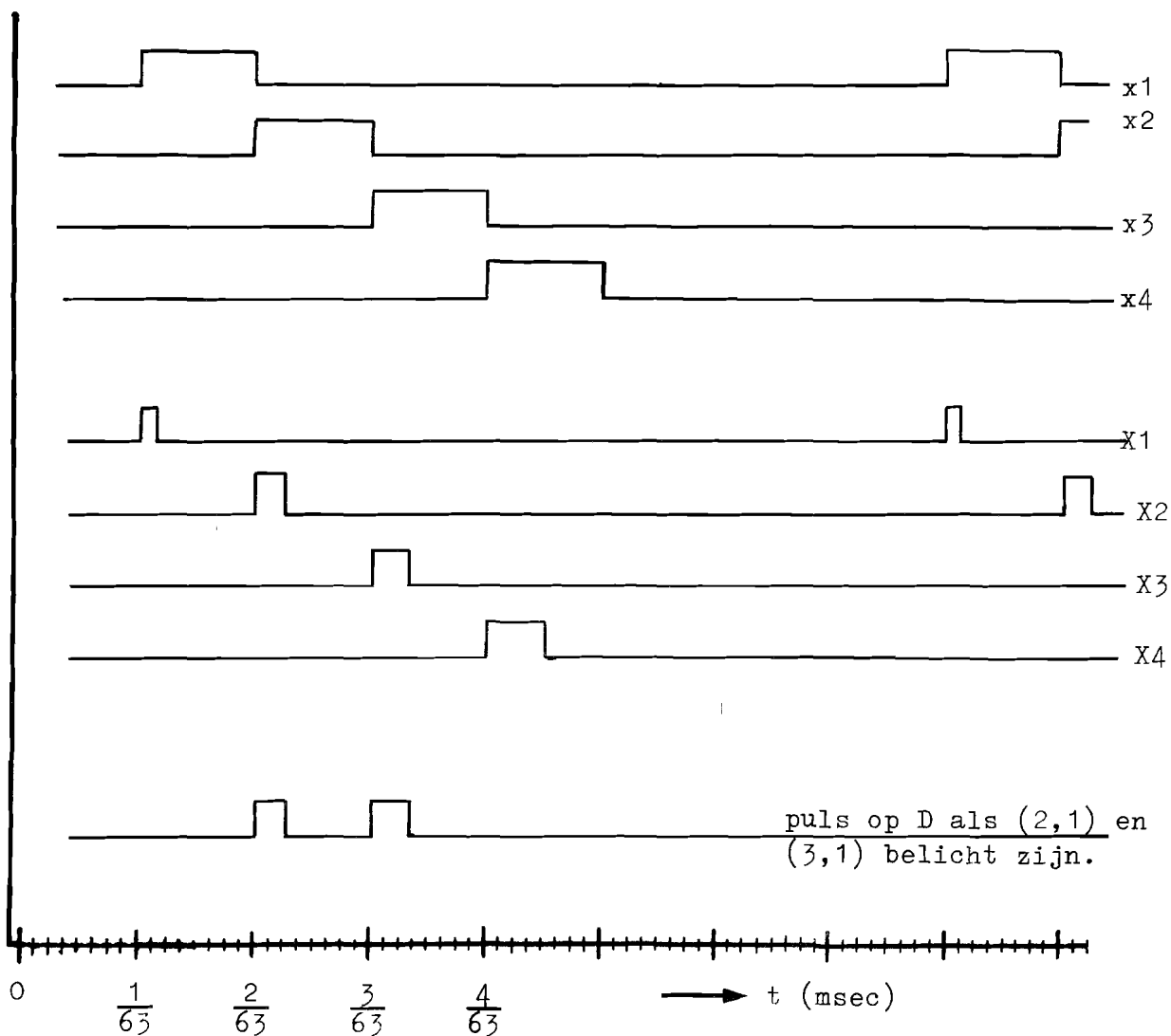


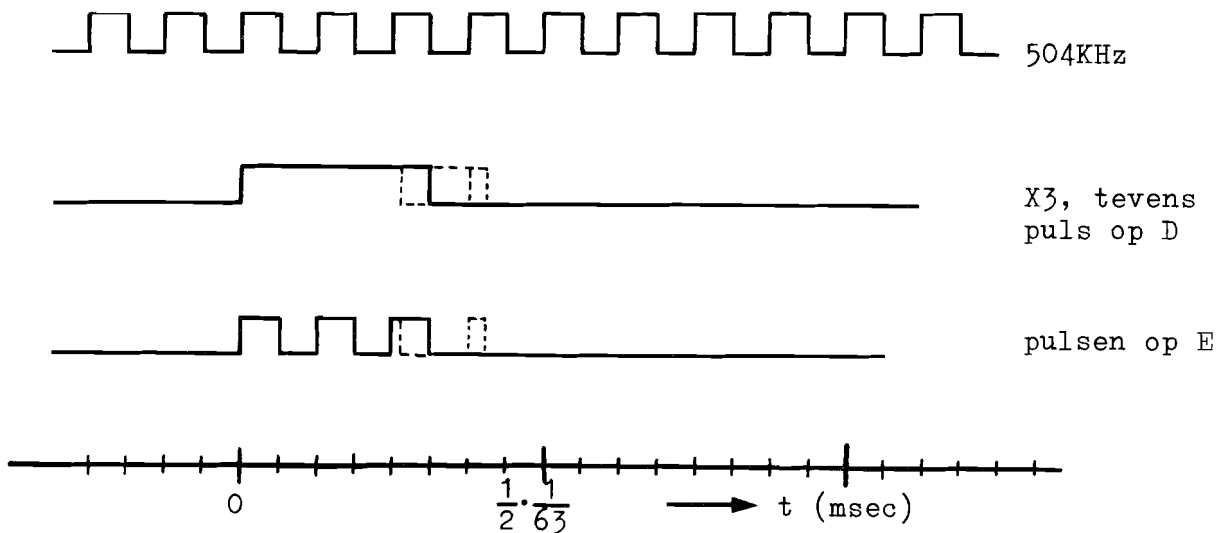
Fig. 12

Er komen nu wel twee pulsen uit D. Tevens kunnen we nu aan de pulsbreedte zien wat de x-coördinaat van de belichte fotodetector is.

Het aantal pulsen per aftasting uit D is nu gelijk aan het aantal fototransistoren dat belicht is.

De pulsen uit D gaan vervolgens naar een nand, waarop tevens een frequentie van 504kHz (8 x 63) aangesloten is (fig. 9). Elke puls uit D wordt nu in zoveel pulsen verdeeld als de x-coördinaat bedraagt van de met deze puls overeenkomende belichte fototransistor.

Figuur 13 geeft de pulsen op D en E wanneer een fototransistor met x-coördinaat  $x = 3$  belicht is.



We zien in deze figuur verder dat we de puls  $X_3$  niet exact gelijk moeten maken aan  $\frac{3}{8} \cdot \frac{1}{63}$  msec, omdat als door bijvoorbeeld temperatuurinvloeden de pulsbreedte iets groter wordt, we op E 4 pulsen krijgen in plaats van 3. Wanneer de pulsbreedte iets groter is dan  $\frac{2}{8} \cdot \frac{1}{63}$  msec dan krijgen we uit E nog net 3 pulsen, waarvan de laatste weliswaar zeer smal is.

Om altijd goed te zitten, regelen we de puls  $X_3$  af op  $(\frac{2}{8} + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{8}) \frac{1}{63}$  msec. Algemeen:

$$X_i \text{ heeft een breedte van } (\frac{i-1}{8} + \frac{1}{16}) \frac{1}{63} \text{ msec} \tag{5}$$

Het aantal pulsen per aftasting uit D stellen we S (= aantal belichte fototransistoren) en die uit E stellen we  $S_x$ .

De x-coördinaat van het middelpunt van de lichtvlek is nu gedefiniëerd als

$$X_m = \frac{S_x}{S} \quad *$$
(6)

Voor de berekening van de y-coördinaat van het middelpunt gaan we als volgt te werk.

Op de punten  $B_j$  ( $j = 1, 2, \dots, 7$ ), fig. 9, komen pulsen voor met een breedte die afhankelijk is van de x-coördinaat van de fototransistor. Alle pulsen op de lijn  $B_j$  komen van detectoren die behoren bij fototransistoren met y-coördinaat  $y = j$ . Met behulp van een monostabiele multivibrator kunnen we van al deze in breedte verschillende pulsen op  $B_j$  pulsen maken met eenzelfde breedte. Deze maken we gelijk aan  $(\frac{j-1}{8} + \frac{1}{16}) \frac{1}{63}$  msec ( $j = 1, 2, \dots, 7$ ). We gebruiken van de monostabiele multivibratoren de  $\bar{Q}$  uitgang. Al deze  $7\bar{Q}$  uitgangen (fig. 9) vormen met 7 inputs van een (8 input) nand een or-schakeling:

$$\begin{aligned} F &= \overline{Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7} && \text{(nandfunctie)} \\ &= \bar{Q}_1 + \bar{Q}_2 + \bar{Q}_3 + \bar{Q}_4 + \bar{Q}_5 + \bar{Q}_6 + \bar{Q}_7 && \text{(stelling van De Morgan)} \\ &= Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 + Q_5 + Q_6 + Q_7 \\ &= \sum_{j=1}^7 Q_j \end{aligned}$$

De pulsen op  $\bar{Q}_j$  ontstaan door de pulsen op  $B_j$ . Het aantal pulsen op F is dus ook gelijk aan het aantal belichte fototransistoren; de breedte van de pulsen is nu echter een maat van de y-coördinaat van de belichte fototransistor.

Deze pulsen gaan vervolgens weer naar een nand, waarop tevens een frequentie van 504 kHz aangesloten is (fig. 9).

De pulsen per aftasting uit deze nand stellen we  $S_y$ . De y-coördinaat van het middelpunt is dan gedefiniëerd als

$$Y_m = \frac{S_y}{S} \quad (7)$$

Voor deze tot zover behandelde schakeling hebben we twee frequenties nodig, nl. 63kHz en 504kHz. We kunnen van één generator (504kHz) gebruik maken wanneer we onze toevlucht nemen tot een 8-deler. Deze is samengesteld uit een MSI 4-bit-shift-

\*zie appendix B



register, type 9300 van Fairchild en een 3 input nand [ 5 ].

Figuur 14 geeft het schema, de puls vormen op de in- en uitgang en de telcyclus van de 8-deler.

Het schuifregister heeft de eigenschap dat, als zijn PE ingang nul is en er een clockpuls gegeven wordt, het getal op de P-ingangen ingelezen wordt.

Wanneer  $Q_0Q_1Q_2Q_3 = 0111$ , dan wordt de uitgang van de nand nul, dus PE wordt nul en bij de volgende clockpuls wordt 0010 weer ingelezen, waardoor de telcyclus weer opnieuw doorlopen wordt etc.

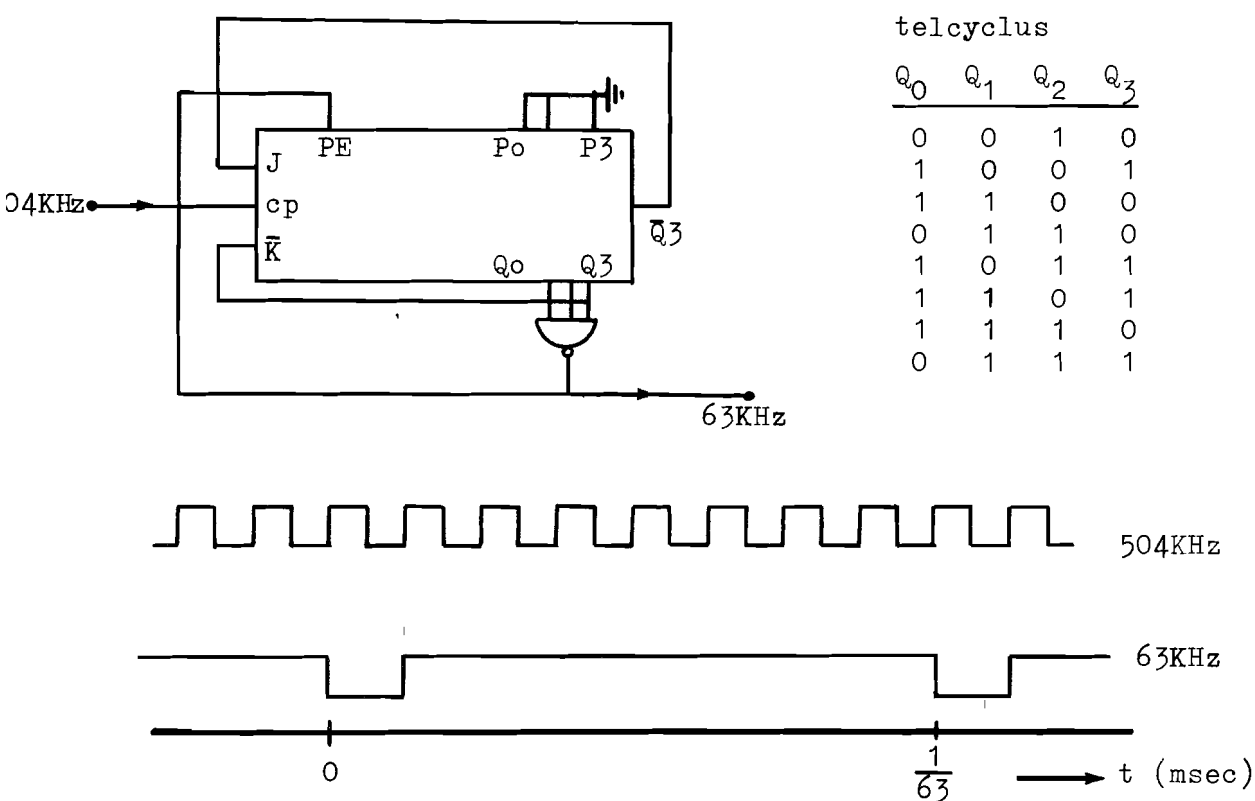


Fig. 14

De schakeling die ervoor zorgt dat bij het inschakelen van de voedingsspanning slechts één uitgang van de ringteller de waarde 1 heeft (blok S, in fig. 15a), is weergegeven in fig. 10.

De inverters 1 en 2 vormen een Schmitt-trigger. Direct na het inschakelen van de voedingsspanning ligt de ingang van inverter 1 aan aarde ( $V_c = 0$  volt!).  $U_s$  is dus hoog. Wanneer de condensator C voldoende (d.w.z. ca. 2V, de minimale  $V_{IH}$  - Input High Voltage -) opgeladen is, loopt de uitgangsspanning van de Schmitt-trigger  $U_s$  terug naar nul. De twee daarop volgende inverters zorgen voor een steilheidsverbetering van deze

daalflank.

De monostabiele multivibrator zal op deze flank een puls geven die een breedte heeft van 100 nsec.

Aan de uitgang van de powergate krijgen we dan een puls die gedurende = 100 nsec laag is.

Met deze puls worden de JK flipflops van de ringtellers in de juiste toestand gebracht. (In elk register één logische 1 en de rest nullen op de Q uitgangen.)

Het tot nu toe behandelde schema stellen we voor door de schakeling in fig. 15.

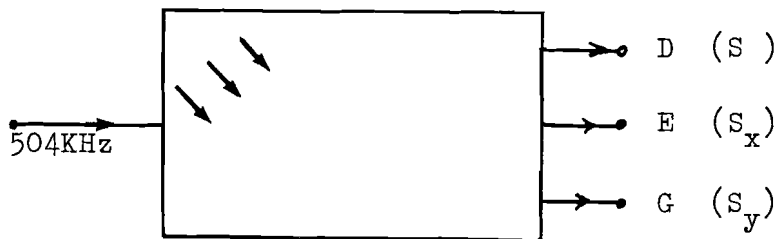


Fig. 15

## 9. Het rekenorgaan.

### 9.1. Inleiding.

Het rekenorgaan bestaat uit twee identieke delen: het X-rekenorgaan (XR) en het Y-rekenorgaan (YR).

We zullen alleen XR behandelen.

XR moet aan de volgende eisen voldoen:

- 1) de pulsen uit D en E tellen, d.w.z. S en  $S_x$  bepalen;
- 2) delen ( $\frac{S_x}{S} = X_m$ );
- 3) kwadrateren ( $X_m^2$  bepalen);
- 4) de punten 1) 2) en 3) moeten binnen 1 msec uitgevoerd worden.

### 9.2. Het tellen.

Hoeveel pulsen moeten we maximaal kunnen tellen?

Dit aantal bepaalt het aantal bits waaruit de binaire teller minstens samengesteld moet worden.

We verkrijgen het maximum aantal pulsen op E en D als alle fototransistoren belicht zijn. Dan hebben we op D 49 en op E  $7 \times (1+2+3+4+5+6+7) = 196$  pulsen. Nu is  $2^8 = 256$ , dus kunnen we volstaan met een 8 bit binaire teller.

We stellen deze teller samen uit twee 4-bit-binary-counters, type MSI 9316 van Fairchild (zie fig. 16).

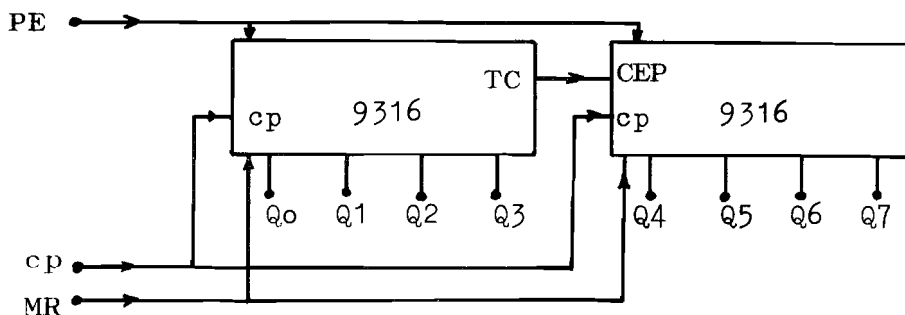


Fig. 16

8 bit binary counter

Aan de uitgangen  $Q_0$  t/m  $Q_7$  verschijnt het resultaat van de telling in het binaire talstelsel.

Voor XR hebben we twee van deze tellers nodig, nl. één om de pulsen uit E en één om die uit D te tellen.

### 9.3. De deling.

We voeren de deling  $S_x/S$  uit door  $S$  herhaald van  $S_x$  af te trekken. Deze deling gaat altijd minstens één maal, omdat  $S_x \geq S$ .

Voor het aftrekken maken we gebruik van schuifregisters. Het getal in de binary counters (BC) zetten we in het schuifregister. We hebben dus ook 8 bit schuifregisters nodig. Deze 8 bit schuifregisters zijn samengesteld uit twee 4-bit-shift-registers type MSI 9300, Fairchild, volgens fig. 17.

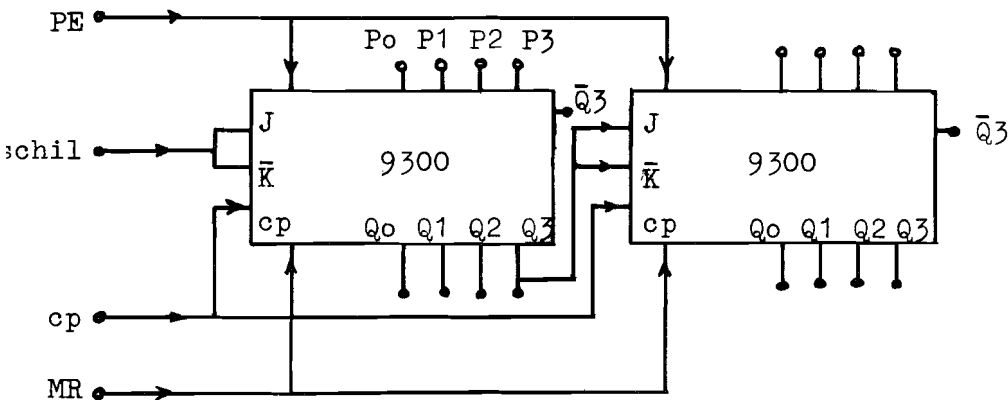


Fig. 17

8 bit shift register

Het deelproces verloopt nu als volgt:

De pulsen uit E (D) worden geteld in  $BC_1$  ( $BC_2$ ), zie fig. 18, mits de elektronische schakelaar  $S_e$  in stand 1 staat.

Op de stijgflank van  $y_8$  (fig. 6) laten we nu het volgende gebeuren:

- 1) Schakelaar  $S_e$  wordt omgezet.
- 2) De informatie in de BC's wordt in de shift registers (SR) gezet d.m.v. een puls op PE en d.m.v. clockpulsen op de SR's.
- 3) Nadat de informatie in de SR's staat, worden de BC's op nul ge-reset d.m.v. een puls op de Master Resets (MR) van de binary counters.

De laatste bit van de beide SR's is verbonden met circuit I (fig. 18), waarin ze van elkaar afgetrokken worden (resultaat  $A_3$ ) en waarin een eventuele carry onthouden wordt voor de daarop volgende aftrekking.

Het resultaat  $A_3$  wordt toegevoerd aan de  $J\bar{K}$  ingang van  $SR_1$  maar wordt nog niet tot in het register toegelaten.

De laatste bit van  $SR_2$  is met zijn eigen  $J\bar{K}$  ingang verbonden. Ook de inhoud van deze bit wordt nog niet in het register toegelaten.

Geven we nu één clockpuls op beide SR's, dan schuiven alle getallen in de SR's één plaats op. In de eerste bit van  $SR_1$  komt nu het resultaat van de aftrekking van de eenheden en op de ingang staat al het resultaat van de aftrekking van de tweetallen. In de eerste bit van  $SR_2$  staat nu het oorspronkelijk laatste bit uit dit register.

Na in totaal 8 clockpulsen staat in  $SR_2$  weer het oorspronkelijke getal (S) en in  $SR_1$  het getal  $S_x - S$ .

Na elke acht clockpulsen hebben we dus een volledige aftrekking gemaakt.

Wanneer we de clockfrequentie aan een 8 deler toevoeren en de pulsen hieruit tellen, weten we dus hoe vaak we een volledige aftrekking gemaakt hebben. We laten nu beide binaire counters ( $BC_1$  en  $BC_2$ ) de pulsen uit de 8 deler tellen. Circuit II zorgt ervoor dat er geen clockpulsen meer komen wanneer het resultaat van de aftrekking "negatief" is. (Dit is het geval als er een carry ( $c = 1$ ) ontstaat en tegelijk een puls uit de 8 deler verschijnt.) Dan is de deling uitgevoerd en staat zowel in  $BC_1$  als in  $BC_2$  het getal  $\frac{S_x}{S} = X_m$ , waarbij  $X_m$  naar boven afgerond is.

Opm. 1. We zetten  $X_m$  in beide BC's omdat circuit I door een listige keuze van zijn schakeling omgeschakeld kan worden tot een opteller, waardoor we van de gehele schakeling een kwadraterder kunnen maken (te regelen met R, fig. 18; dit is verder uitgewerkt in de volgende paragrafen).

Opm. 2. We gebruiken de binaire counters twee maal per aftasting nl. één maal om de pulsen uit de aftastschakeling te tellen en daarna een keer om  $X_m$  uit te rekenen.

#### 9.4. De 8 deler.

De 8 deler is in principe hetzelfde als die in fig. 15, alleen moeten we er nu voor zorgen dat vlak voor het begin van de deling de Q-uitgangen van het schuifregister de volgende waarden hebben:



$Q_0Q_1Q_2Q_3 = 0010$  (zie de telcyclus in fig. 15); dan verandert de uitgang bij de 8<sup>e</sup> clockpuls pas en weten we wanneer één aftrekking voltooid is. Dit terugzetten van het schuifregister naar de beginstand van de telcyclus vindt plaats als TZ (fig. 19) even een logische nul krijgt en tegelijkertijd een clockpuls gegeven wordt.

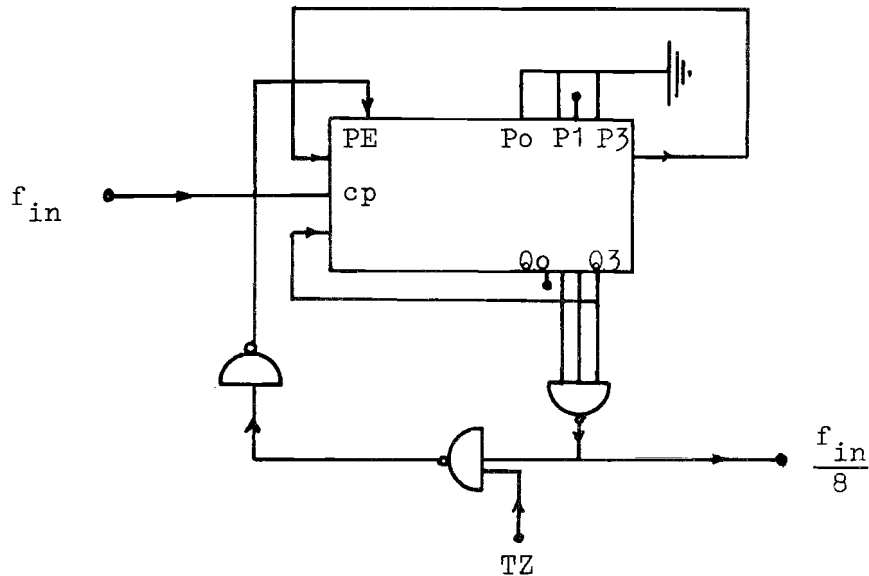


Fig. 19

9.5. De aftrekschakeling.

Onderstaande tabel geeft van twee binaire getallen  $A_1$  en  $A_2$  alle mogelijke resultaten  $A_1 - A_2$ , waarbij rekening gehouden werd met de carry  $C$ , die bij een eventuele vorige aftrekking ontstaan is. Tevens geeft de tabel de nieuwe carry, die bij de aftrekking ontstaat.

$A_1$	$A_2$	$C$	$A_1 - A_2$	$C_n$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	.	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	1	0	0	0
1	.	1	1	1

Tabel 2: functietabel voor het aftrekken

Met behulp van tabel 2 kunnen we nu de aftrekschakeling berekenen:

$$\begin{aligned}
 A_1 - A_2 &= \\
 \bar{A}_1 \bar{A}_2 C + \bar{A}_1 A_2 \bar{C} + A_1 \bar{A}_2 \bar{C} + A_1 A_2 C &= \\
 \bar{A}_1 (\bar{A}_2 C + A_2 \bar{C}) + A_1 (\bar{A}_2 \bar{C} + A_2 C) &= \\
 \bar{A}_1 (\bar{A}_2 C + A_2 \bar{C}) + A_1 (\overline{\bar{A}_2 C + A_2 \bar{C}}) &= \quad (8)
 \end{aligned}$$

$$\bar{A}_1 P + A_1 \bar{P} \quad (9)$$

$$\text{met } P = A_2 \bar{C} + \bar{A}_2 C \quad (10)$$

We zien dat zowel  $A_2$  en  $C$  als  $A_1$  en  $P$  een exclusive-or vormen. De aftrekschakeling is dus als in fig. 20.

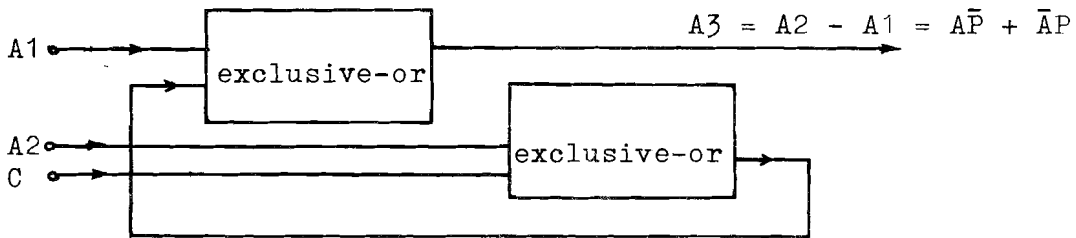


Fig. 20

In deze figuur komen  $A_1$ ,  $A_2$  en  $A_3$  overeen met die in fig. 18. Nu moeten we nog de schakeling hebben die de carry levert; deze schakeling is ook m.b.v. tabel 2 te berekenen.

$$\begin{aligned}
 C_n &= \\
 \bar{A}_1 \bar{A}_2 C + \bar{A}_1 A_2 \bar{C} + \bar{A}_1 A_2 C + A_1 A_2 C &= \\
 \bar{A}_1 (\bar{A}_2 C + A_2 \bar{C}) + A_2 C (\bar{A}_1 + A_1) &= \\
 \bar{A}_1 (\bar{A}_2 C + A_2 \bar{C}) + A_2 C &= \quad (11)
 \end{aligned}$$

$$\bar{A}_1 P + A_2 C \quad (12)$$

Figuur 21 geeft de schakeling, welke uit nands opgebouwd is.

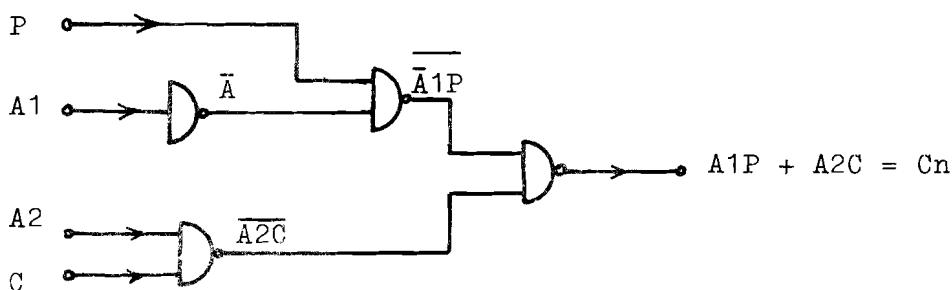


Fig. 21



De totale aftrekschakeling wordt dan (fig. 22):

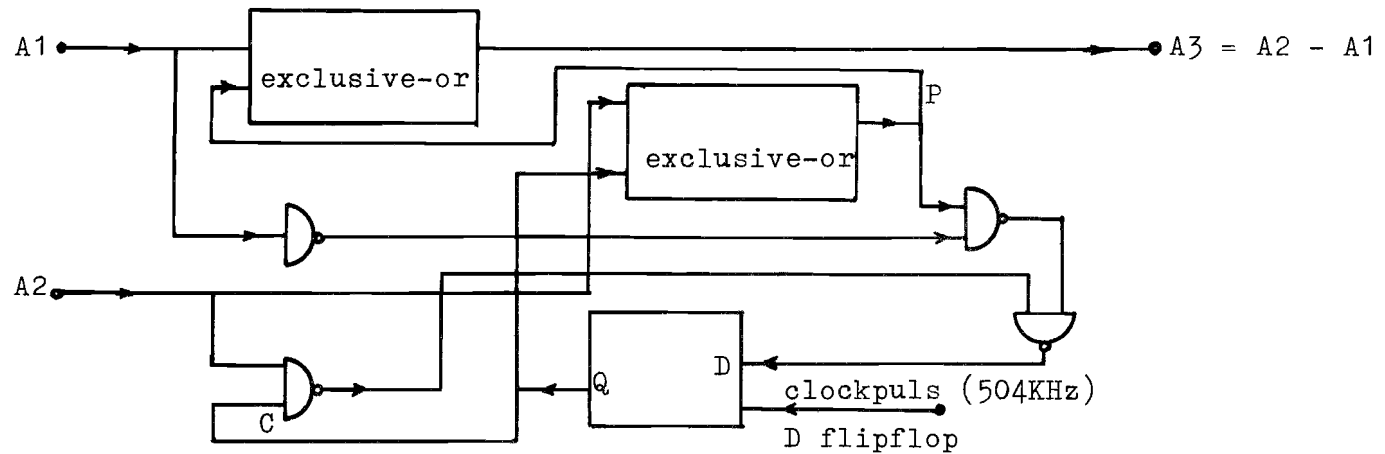


Fig. 22

In deze schakeling is een D-triggered flipflop als geheugen element gebruikt.

Opm. Exclusive-or schakelingen bleken niet voorradig te zijn.

Om deze reden zijn ze opgebouwd uit and-nor gates.

Figuur 23 geeft de complete schakeling. We hebben, zoals we in deze figuur zien, ook  $\bar{A}_1$  en  $\bar{A}_2$  nodig. Deze bevinden zich eveneens op de shift registers, zodat extra inverters overbodig zijn.

Voordat met delen begonnen wordt, moet de carry nul zijn.

Dit wordt bereikt door de clear ingang van de D flipflop even aan aarde te leggen (dan is  $Q = 0$ )

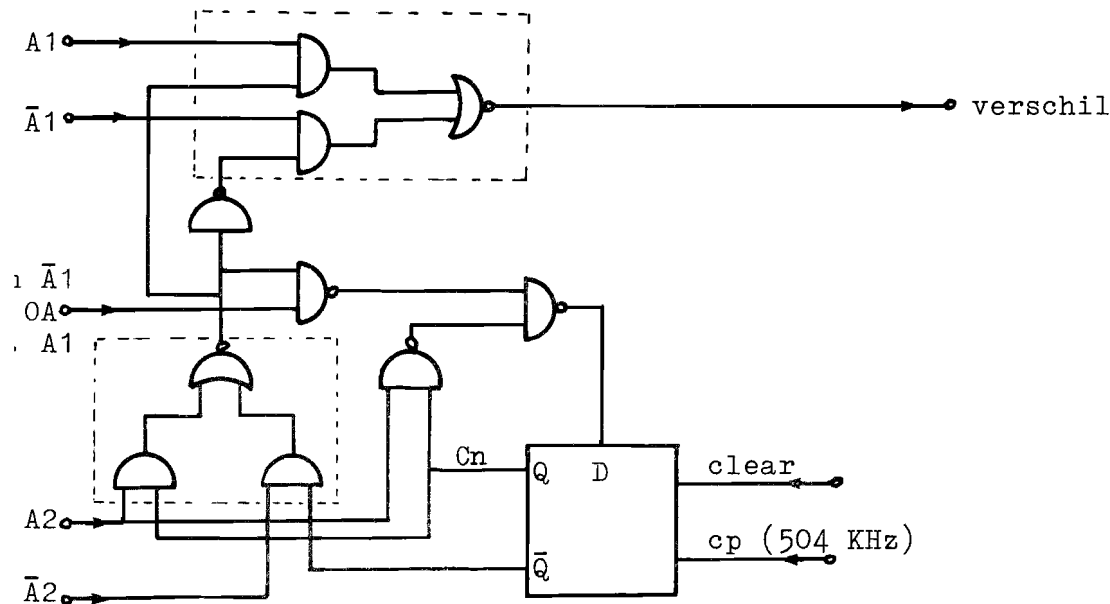


Fig. 23

9.6. De optelschakeling.

We beginnen weer met een functietabel samen te stellen:  
tabel 3.

$A_1$	$A_2$	$C$	$A_1+A_2$	$C_n$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Tabel 3: functietabel voor het optellen

Vergelijken we tabel 2 en 3 dan zien we dat de kolom voor  $A_1-A_2$  gelijk is aan die van  $A_1+A_2$ . We kunnen wat dit gedeelte betreft, dus dezelfde schakeling gebruiken (fig. 20).

De kolom voor  $C_n$  is wel anders. Nu is

$$C_n = \bar{A}_1 A_2 C + A_1 \bar{A}_2 C + A_1 A_2 \bar{C} + A_1 A_2 C \quad (13)$$

Dit kan op verschillende manieren vereenvoudigd worden door symbolen samen te nemen.

Door een slimme keuze te doen, krijgen we een schakeling die veel op die van fig. 21 lijkt:

$$\begin{aligned} C_n &= \bar{A}_1 A_2 C + A_1 \bar{A}_2 C + A_1 A_2 \bar{C} + A_1 A_2 C = \\ &= A(\bar{A}_2 C + A_2 \bar{C}) + A_2 C (A_1 + \bar{A}_1) = \\ &= A_1 P + A_2 C \end{aligned} \quad (14)$$

Vergelijken we (12) en (14) dan zien we dat alleen  $A_1$  geïnverteerd is.

Wanneer we dus  $A_1$  geïnverteerd toevoeren aan de schakeling van fig. 21, verkrijgen we een opteller.

9.7. De omschakeling aftrekken/optellen.

We willen nu een schakeling ontwerpen die - afhankelijk van een regel - ingang  $R-A_1$  of  $\bar{A}_1$  levert. Bijvoorbeeld: Indien  $R = 0$

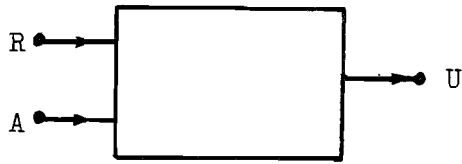


Fig. 24

(fig. 24) dan is  $U = A$  en als  $R = 1$ , dan  $U = \bar{A}$ .

De functietabel is gegeven in tabel 4.

R	$A_1$	U
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

tabel 4

$U = \bar{R}A_1 + \bar{R}A_1$ ; we hebben dus een exclusive-or nodig. Figuur 25 geeft de schakeling.

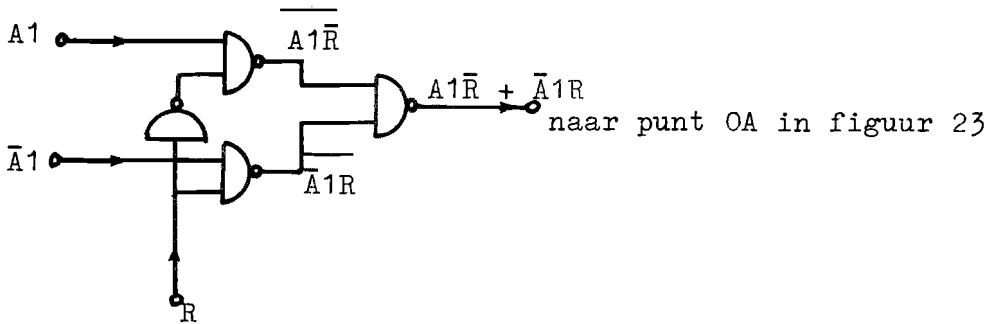


Fig. 25.

Exclusive-or voor optellen/aftrekken



De ingang van  $BC_3$  is via een poortschakeling  $IV_a$  met de uitgang van de 8 deler verbonden. Deze poortschakeling staat open zolang  $TC = 0$ .

Na elke acht clockpulsen op  $SR_1$  en  $SR_2$  is  $X_m$  éénmaal bij het getal in  $SR_1$  opgeteld.

Wanneer  $BC_3$   $X_m$  pulsen gekregen heeft, wordt  $TC = 1$  en worden de poortschakeling  $IV_a$  en  $IV_b$  dicht gezet. In  $SR_1$  staat nu het getal  $X_m^2$ .

Door tijdens het vermenigvuldigen de pulsen op de ingang van  $BC_3$  te tellen (bijv. met een digitale teller) weten we  $X_m$ .

We zetten vervolgens  $X_m^2$  geïnverteerd in  $BC_3$  en laten weer clockpulsen op zijn ingang toe ( $TC = 0$ , zodra er een getal, ongelijk aan 11111111, in komt te staan). Als we nu weer het aantal toegevoerde clockpulsen tellen, weten we  $X_m^2$ , want aan  $BC_3$  moeten nog precies  $X_m^2$  pulsen toegevoerd worden voordat  $TC = 1$ .

#### 9.9. Het complete schema van het rekenorgaan.

Het gehele rekenorgaan is weergegeven in fig. 27. Een goed inzicht in de werking van het orgaan kan verkregen worden met behulp van tabel 5. In de eerste kolom staan de momenten waarop iets gebeurt of moet gebeuren. De in de kolommen gebruikte afkortingen hebben de volgende betekenis:

$(6,9),s$  : het moment waarop  $y_9$  van de ringteller de logische één heeft en tegelijkertijd  $x_6$  de logische één krijgt (stijgflank!).

$S + \tau$  :  $\tau$  seconden na de stijgflank.

$gnd(\tau)$  : gedurende  $\tau$  seconden op aardniveau.

$PE_{2,4,6,8} = gnd(\tau)$  en cp: De PE ingang van de registers 2, 4, 6, 8 liggen gedurende  $\tau$  sec aan aarde en krijgen tegelijkertijd pulsen op hun clockingang.

In de volgende paragrafen zullen enkele details van het orgaan besproken worden.

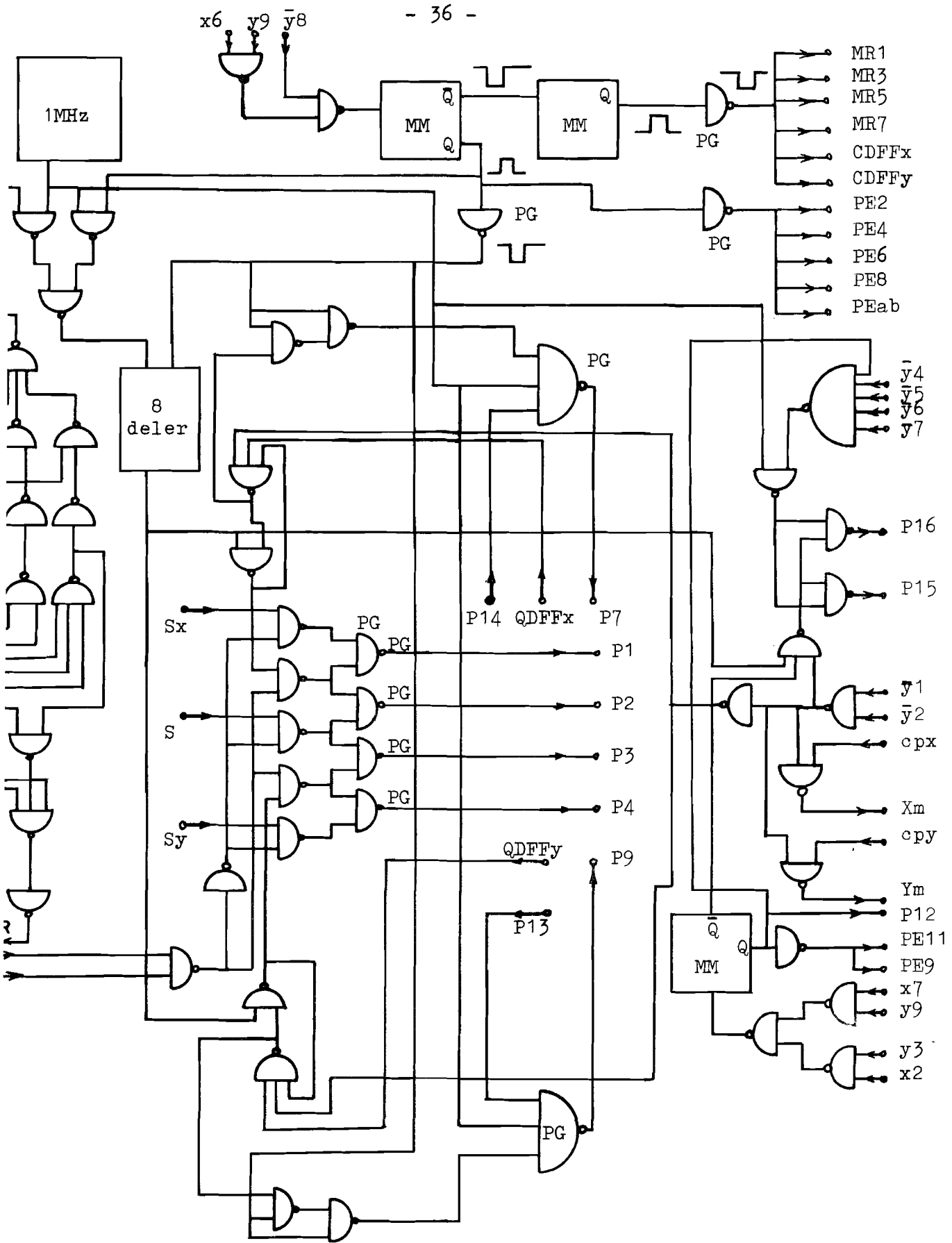


Fig. 27a

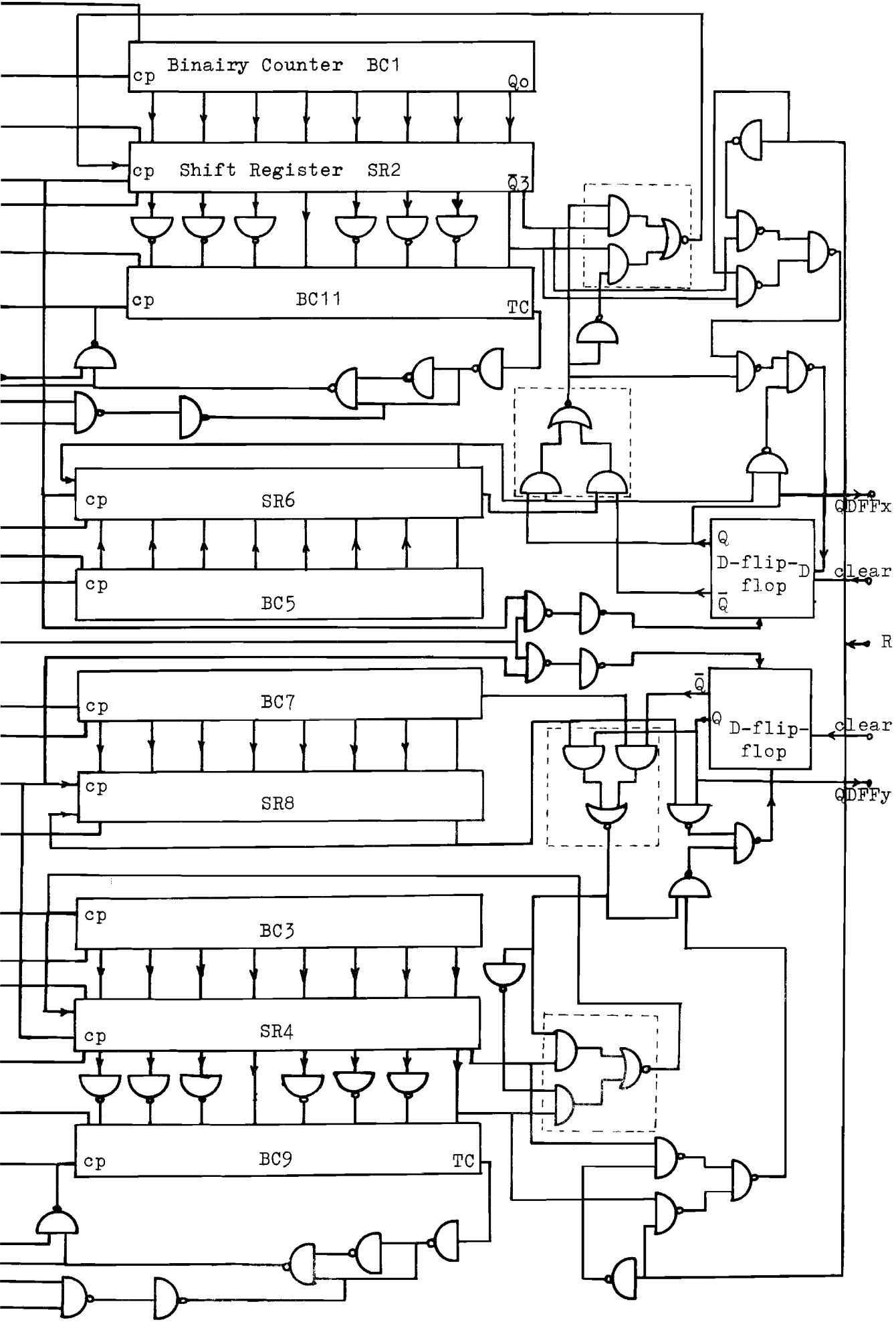


Fig. 27b

(1,1) t/m (7,7)	tellen	informatie in BC <sub>1,3,5,7</sub>
(1,8) s	$PE_{2,4,6,8} = \text{gnd}(\tau_1)$ en op Geen cp op DFF <sub>x</sub> en DFF <sub>y</sub> $Q_{DFF_x} = Q_{DFF_y} = 0$ 8 deler in stand 0010 $X_m$ en $Y_m$ aansluiten op BC <sub>1,3,5,7</sub>	informatie van BC naar SR  carry = 0 bij start delen  0010 = begin telcyclus
(1,8) s + $\tau_1$	$MR_{1,3,5,7} = \text{gnd}(\tau_2)$	BC <sub>1,3,5,7</sub> op nul zetten
(3,8) t/m max. (4,9)	cp op SR <sub>2,4,6,8</sub> en DFF <sub>x,y</sub> (1MHz) cp op BC <sub>1,3,5,7</sub> (1/8 MHz)	delen
Als $U_x=0$ ( $U_y=0$ )	Geen cp meer op BC <sub>1,5</sub> , SR <sub>2,6</sub> en DFF <sub>x</sub> (BC <sub>3,7</sub> , SR <sub>2,6</sub> en DFF <sub>y</sub> )	deling uitgevoerd
Als $U_x = U_y = 0$ (zeker bij (5,9))	R = 0	optellen, kwadrateren
(6,9) s	$PE_{2,4,6,8} = \text{gnd}(\tau_1)$ en cp geen cp op DFF <sub>x,y</sub>  DFF <sub>x</sub> en DFF <sub>y</sub> resetten op Q = 0 8 deler op beginstand (0010)	$X_m$ ( $Y_m$ ) van BC naar SR



(6,9) s + $\tau_1$	MR <sub>1,3,5,7</sub> = gnd( $\tau_2$ )	BC <sub>1,3,5,7</sub> op nul zetten
(7,9) s	PE <sub>11,9</sub> = gnd( $\tau_2$ ) en cp	X <sub>m</sub> (Y <sub>m</sub> ) va SR geïnverteerd in BC <sub>11(9)</sub>
(7,9) s + $\tau_2$	MR <sub>2,6</sub> = gnd( $\tau_3$ )	
(1,1) s	S, S <sub>x</sub> , S <sub>y</sub> aansluiten op BC <sub>1,3,5,7</sub>	tellen van S, S <sub>x</sub> , S <sub>y</sub>
1,1 t/m max. (7,2)	clockpuls op SR <sub>2,4,6,8</sub> DFF <sub>x,y</sub> clockpuls op BC <sub>11,9</sub>	kwadrateren
U <sub>x2</sub> = 0 (U <sub>y2</sub> = 0)	Geen cp meer op 2,6,11 (4,8,9)	kwadrateren klaar
U <sub>x2</sub> = U <sub>y2</sub> = 0, zeker bij (2,3)	PE <sub>11,9</sub> = gnd( $\tau$ ) en cp	X <sub>m</sub> <sup>2</sup> (Y <sub>m</sub> <sup>2</sup> ) complementair in BC <sub>11</sub> (BC <sub>9</sub> )
y ≥ 3	R = 1 Cp ingang BC <sub>9</sub> (BC <sub>11</sub> ) verbinden met instelbare deler	circuit I: aftrekken, delen Berekening van $\overline{X_m^2}$ ( $\overline{Y_m^2}$ )
(1,4) t/m max 7,7	Cp op 11 en 9	
U <sub>x2</sub> (U <sub>y2</sub> = 0) = 0	geen Cp op 11 (9)	
y = 8,9,1,2	Cp ingang BC <sub>9</sub> (BC <sub>11</sub> ) los van instelbare deler	

Tabel 5

9.10. De elektronische schakelaar.

We hebben vier uitgangen aan dit circuit:  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  en  $P_4$  (fig. 28) die resp. naar de binary counters  $BC_1$ ,  $BC_2$ ,  $BC_3$  en  $BC_4$  gaan.

De ingangen zijn  $S_x$ ,  $S$ ,  $S_y$ ,  $X_m$  en  $Y_m$ .

In stand 1 van de schakelaar worden de pulsen uit de aftast-schakeling geteld. We moeten dan de volgende verbindingen maken:

$$\begin{aligned} S_x &\longrightarrow P_1 \\ S &\longrightarrow P_2 \text{ en } P_3 \\ S_y &\longrightarrow P_4 \end{aligned}$$

In stand 2 van de schakelaar worden  $X_m$  en  $Y_m$  pulsen geteld en moeten we de volgende verbindingen tot stand brengen:

$$\begin{aligned} X_m &\longrightarrow P_1 \text{ en } P_2 \\ Y_m &\longrightarrow P_3 \text{ en } P_4 \end{aligned}$$

De schakeling in fig. 28 voldoet hieraan. Wanneer  $y_8$  of  $y_9 = 1$  dan staat de schakelaar in stand 1, in elk ander geval in stand 2. ( $\bar{y}_8$  en  $\bar{y}_9$  zijn de  $\bar{Q}$  uitgangen van de Y-ringteller in fig. 8)

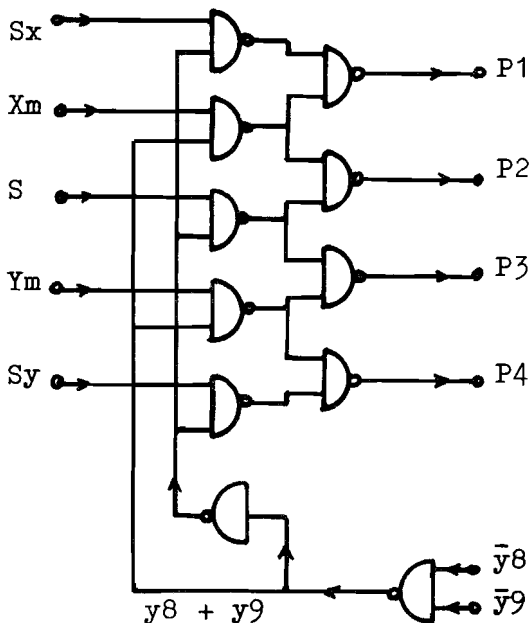


Fig. 28

9.11. De doorschuif- en reset-schakeling voor de binary counters.

We moeten twee maal per cyclus de informatie van de BC overbrengen naar de schuifregisters, nl. als  $y_8$  en als  $x_6y_9$  gelijk aan 1 worden (tabel 5). Nadat de informatie in de SR's staat, moeten de BC's op nul ge-reset worden.

Het inlezen van de informatie in de schuifregisters vindt plaats wanneer de PE-ingang van deze registers laag is én er tegelijkertijd één of meerdere clockpulsen gegeven worden.

De schakeling die PE even laag kan maken, is weergegeven in fig. 29. Tevens zet deze schakeling de 8-deler in zijn beginstand.

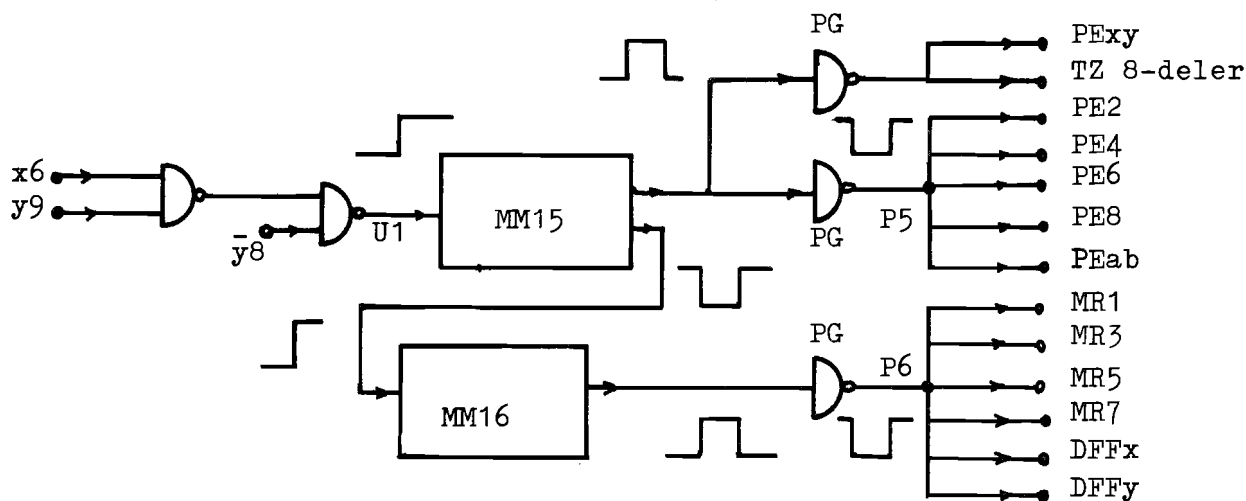


Fig. 29

In deze schakeling is  $U_1 = x_6y_9 + y_8$ . De monostabiele multivibrator MM15 krijgt dus op het juiste moment een puls.

Wanneer PE weer hoog wordt, geeft de monostabiele multivibrator MM16 een puls af die de binary counters en de D-flipflops van circuit I op nul reset.

De uitgangen  $PE_{xy}$  en  $PE_{ab}$  sturen circuits (zie de paragrafen 9.12. en 9.14.) die ervoor zorgen dat er altijd pulsen op de clock-ingang van de registers kunnen komen als  $PE = 0$ .

9.12. Het regelen van de clockpulsen op de schuifregisters.

De schakeling (fig. 18) moet ophouden met delen wanneer de Q-uitgang van de D-flipflop (circuit I) één en tegelijk de uitgang van de 8-deler nul worden.

Een schakeling hiervoor is gegeven in fig. 30. (Punt  $Z_1$  komt ter sprake in paragraaf 9.14;  $Z_1$  wordt nu hoog verondersteld.)

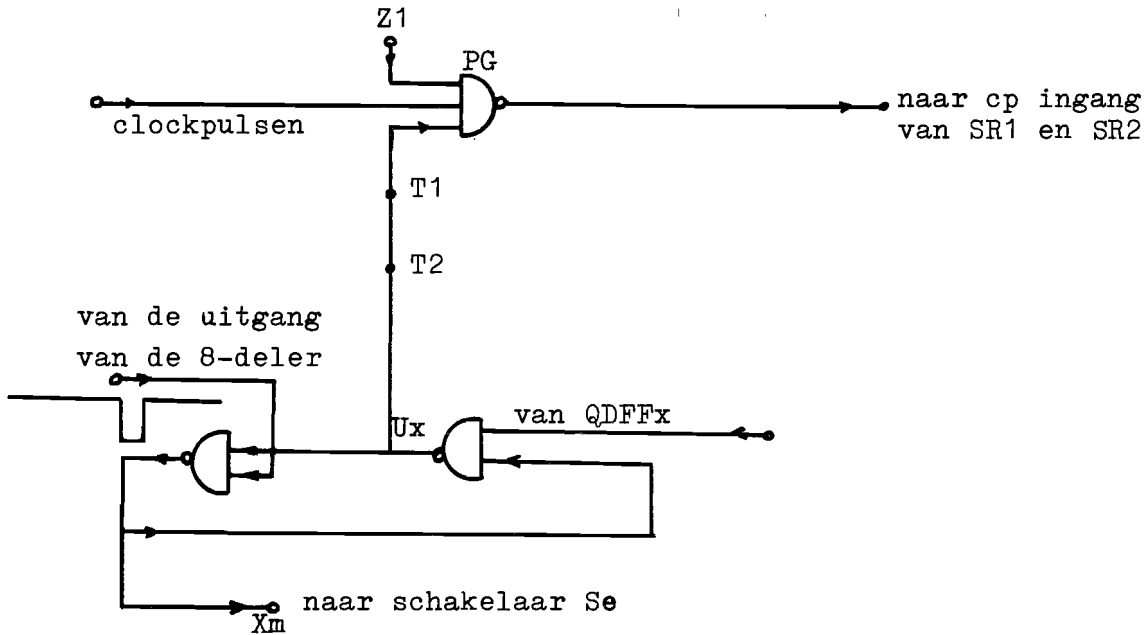


Fig. 30

De clockpulsen worden in deze schakeling niet meer doorgelaten als  $Q_{DFFx} = 1$  én als de uitgang van de 8-deler nul is. Dan is  $U_x = 0$ . Het verbod om clockpulsen door te laten, moet echter opgeheven kunnen worden want voor het inlezen van de informatie van de BC's in de SR's moeten één of meer pulsen op de clockingang van de SR's gegeven kunnen worden.  $U_x$  moet echter nul blijven, omdat anders de pulsen uit de 8-deler weer doorgelaten worden.

We moeten dus een schakeling tussen de punten  $T_1$  en  $T_2$  plaatsen die tijdens  $PE = 0$  het verbod van  $U_x$  opheft.

De functietabel hiervoor geeft tabel 6.

PE	$U_x = T_2$	$T_1$
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Tabel 6.

$$\begin{aligned}
 \text{Dus: } T_1 &= \overline{PE} \cdot \overline{U_x} + \overline{PE} \cdot U_x + PE \cdot U_x = \\
 &= \overline{PE} (\overline{U_x} + U_x) + PE \cdot U_x = \\
 &= \overline{PE} + PE \cdot U_x
 \end{aligned}$$

Figuur 31 geeft de schakeling:

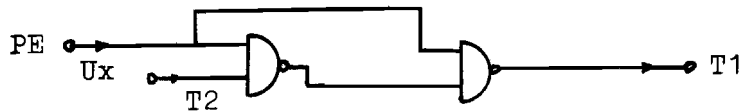


Fig. 31

9.13. Het inlezen van de extra binaire tellers.

De binaire tellers  $BC_9$  en  $BC_{11}$  worden twee maal per cyclus ingelezen, nl. als  $x_7, y_9$  één wordt en als  $y_3 x_2$  één wordt (zie tabel 5).

Dit inlezen geschiedt als de PE ingang van deze tellers even de logische nul krijgt en tegelijkertijd een of meer clockpulsen gegeven worden.

De schakeling die ervoor zorgt dat op de juiste momenten  $PE = 0$ , is gegeven in fig. 32.

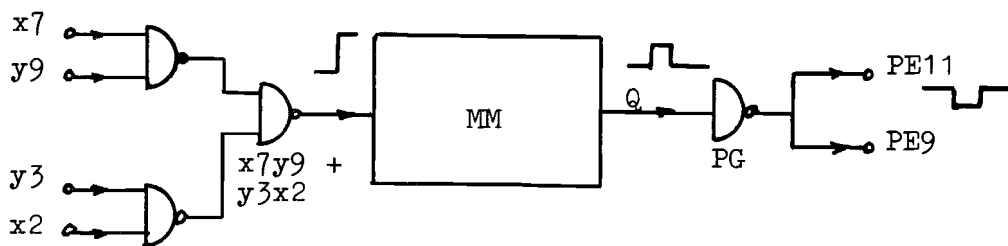


Fig. 32

Wanneer de uitgang van  $BC_9$  (fig. 18) TC, gelijk aan 1 wordt, hebben alle Q uitgangen van deze BC de waarde 1 en vanaf dit moment is het kwadrateren klaar. Dan mogen er geen clockpulsen meer toegevoerd worden naar deze BC en ook niet meer aan de schuifregisters  $SR_1$  en  $SR_2$ .

Figuur 33 geeft een schakeling hiervoor.  $Z_1$  wordt verbonden met  $Z_1$  in fig. 30; wanneer  $TC = 1$ , dus  $Z_1 = 0$ , worden geen pulsen meer tot de SR's en  $BC_9$  toegelaten. Ook nu doet zich het probleem voor dat  $BC_9$  geen nieuwe informatie kan krijgen, omdat er geen clockpulsen meer op de SR's en  $BC_9$  kunnen komen.

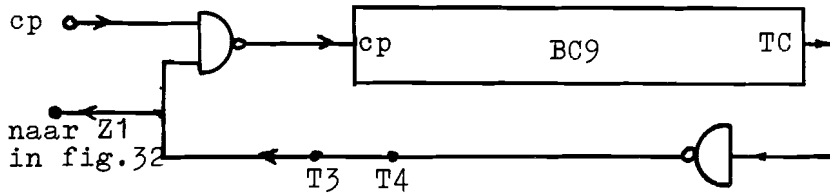


Fig. 33

We plaatsen nu de schakeling in fig. 34 tussen  $T_3$  en  $T_4$  (fig. 33).

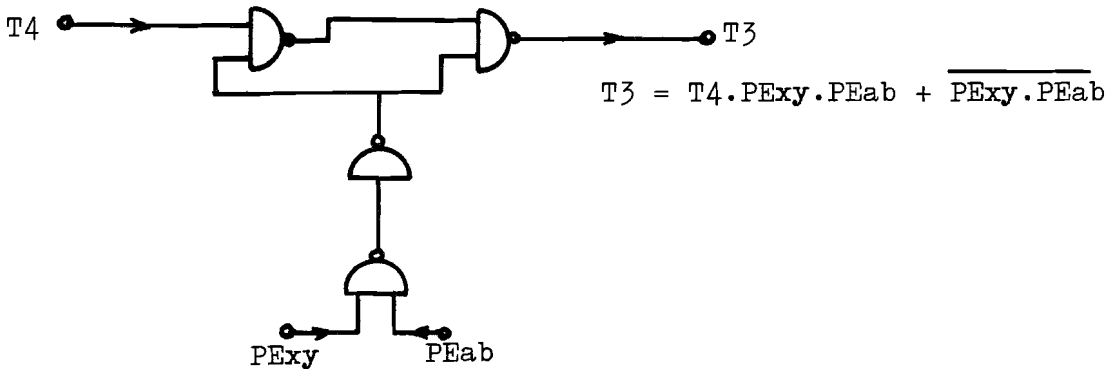


Fig. 34

$T_3$  is hoog als  $PE_{xy}$  of  $PE_{ab}$  laag is. Aan  $BC_9$  kunnen dan clockpulsen toegevoerd worden en kan nieuwe informatie ingelezen worden.

10. Het middelen.

Met behulp van een instelbare deler kunnen we  $X_m$ ,  $Y_m$ ,  $X_m^2$ ,  $Y_m^2$  of de vlekgruotte middelen over een van te voren ingestelde tijd. Er kunnen naar keuze twee grootheden tegelijkertijd gemiddeld worden.

Aan de hand van een voorbeeld is de werking van de deler gemakkelijk te verklaren. We gaan hierbij uit van fig. 35.

Stel dat we over 3 aftastingen  $X_m$  willen middelen en dat we respectievelijk voor  $X_m$  gevonden hebben 3, 5 en 4.

Aan punt A worden dan achtereenvolgens 3, 5 en 4 pulsen toegevoerd.

$E_6$  is een 3-deler en  $E_{11}$  een 4-deler. Het schema en de telcyclus vinden we in figuur 38. Wanneer de eerste pulsen op A komen, heeft  $E_{11}$  nl. al een puls gehad.

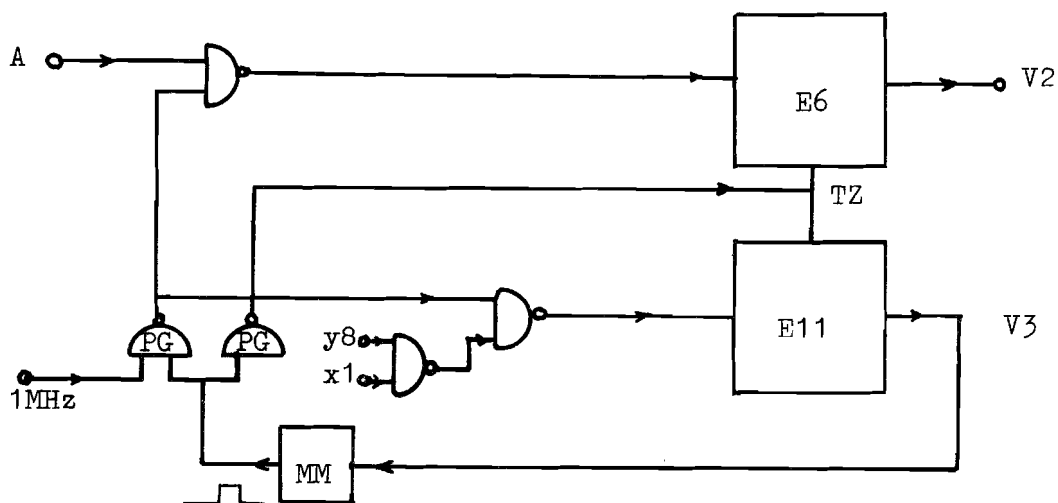


Fig. 35

De pulsen behorende bij de  $X_m$  van de eerste aftasting, komen pas op A, wanneer al met de tweede aftasting begonnen is (tabel 5).  $E_{11}$  heeft dan al een puls gekregen. Aan  $E_{11}$  moeten nu nog 3 pulsen toegevoerd worden voordat zijn uitgang V verandert. Dit gebeurt dus tijdens de vierde aftasting. In figuur 36 is het bovenstaande nog eens verduidelijkt.

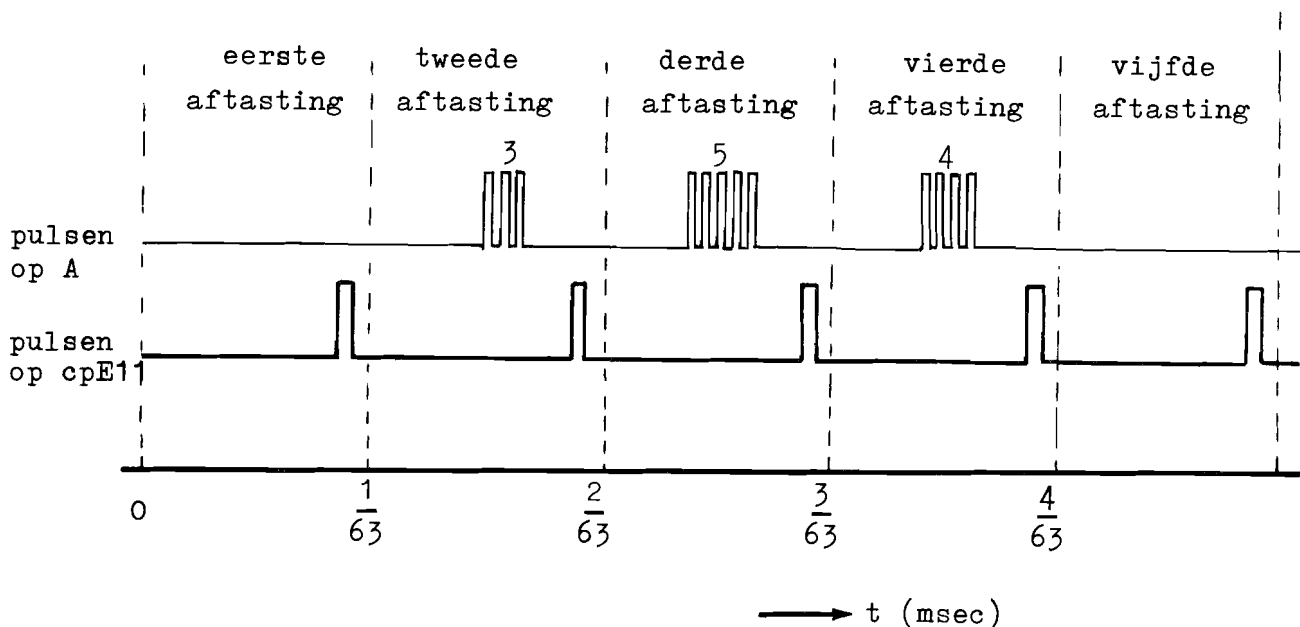


Fig. 36

Tot aan het moment waarop de uitgang  $V$  van  $E_{11}$  verandert, zijn aan  $E_6$  in totaal 12 pulsen toegevoerd. Aan de uitgang  $V_2$  van  $E_6$  verschijnen 4 pulsen omdat hij als driedeler geschakeld is. Dit is het gemiddelde van 3, 5 en 4.

In dit geval gaat de deling precies op en  $E_6$  staat weer in de beginstand van zijn telcyclus. Wanneer we echter uitgaan van 4, 5 en 4 dan voeren we aan  $A$  in totaal 13 pulsen toe. Op  $V_2$  verschijnen dan ook 4 pulsen. Het gemiddelde wordt dus naar beneden afgerond.

In dit laatste geval staat de deler na de middeling niet in de beginstand van zijn telcyclus. Met behulp van de puls op  $V_3$  kunnen we er nu voor zorgen dat  $E_6$  weer in de beginstand terecht komt, voordat aan een nieuwe middeling begonnen wordt.

Door een teller die gestuurd wordt door  $V_3$  de pulsen uit  $V_2$  te laten tellen, weten we de gemiddelde waarde.

De delers  $E_6$  en  $E_{11}$  worden nu instelbaar ( $2 \leq N \leq 15$ ) uitgevoerd. Met  $E_6$  en  $E_{11}$  kan nu maximaal over 14 aftastingen gemiddeld worden. Met behulp van vier 10-delers is dit uit te breiden tot 140.000 aftastingen.

Verder willen we ook twee grootheden tegelijk middelen. Het schema hiervoor geeft fig. 37.

De nands  $N_1$  t/m  $N_5$  vormen een wired-or, evenals de nands  $N_6$  t/m  $N_{10}$  en  $N_{11}$  t/m  $N_{15}$ .

Met behulp van  $S_1$  en  $S_2$  kunnen we nu de deler instellen. Het gemiddelde lezen we op een teller af die gestuurd wordt door  $W$  en die de pulsen op  $U_1$  of  $U_2$  telt.



De weerstand van  $47\Omega$  zorgt ervoor dat bij schakelaars die maak-voor-breekcontact bezitten, de stroom door de schakelaar tijdens het omschakelen begrensd wordt.

We moeten er nu nog voor zorgen dat bij de volgende middeling de  $X_m$  pulsen van de vierde aftasting (fig. 36) niet op A terecht kunnen komen. (Dan krijgen we weer hetzelfde beeld als in fig. 36.) We kunnen dit bereiken met de schakeling van fig. 39.

Zodra  $W = 1$ , krijgt de set-ingang van de JK-flipflop een logische nul; dan wordt  $Q = 1$  en alle delers worden in de beginstand teruggezet. TZ is dan nul. Zolang TZ nul is, werken de delers niet.

Wanneer  $y_8x_1 = 1$  (dit is precies 1 aftasting later dan het moment waarop W de logische 1 kreeg) ontvangt de reset ingang van de JK-flipflop een logische nul.

Hierdoor wordt  $Q = 0$  en  $TZ = 1$ . De delers kunnen nu weer werken.

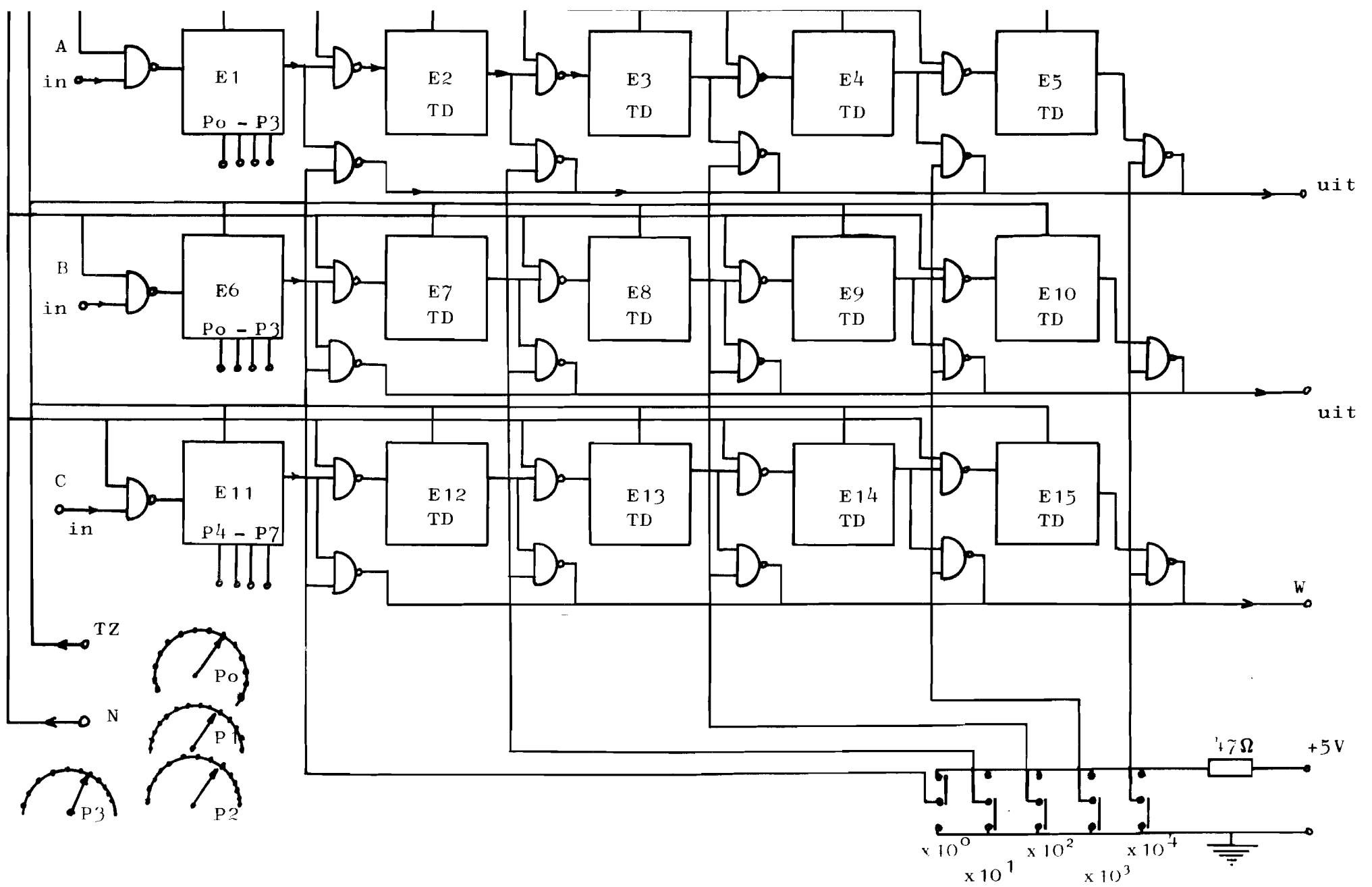


Fig. 37



11. De decimaal achter de komma.

We hebben  $X_m$  als volgt berekend:

$$X_m = \frac{S_x}{S}$$

Bij deze deling wordt  $X_m$  naar boven afgerond tot een geheel getal (9.3.)

We kunnen  $X_m$  achter de komma op één decimaal nauwkeurig krijgen door uit te rekenen:  $\frac{10S_x}{S}$ .

Er ontstaan  $10S_x$  pulsen op E (fig. 9) wanneer we in plaats van 504 KHz een frequentie van 5,04 MHz naar de desbetreffende nand toevoeren.

Het maximum aantal pulsen dat we nu moeten tellen, bedraagt  $7 \times (1+2+3+4+5+6+7) \times 10 = 1960$ . (Dan zijn alle fototransistoren belicht.)

Nu is  $2^{12} = 4096$ . We hebben dus voldoende aan een 12 bit teller. Alle schuifregisters moeten dan ook 12 bit zijn. De 8-deler in het rekenorgaan moet vervangen worden door een 12 deler.

Om de deling binnen de synchronisatietijd uitgevoerd te krijgen, moeten de schuifregisters een clockfrequentie krijgen van ca. 5 MHz.

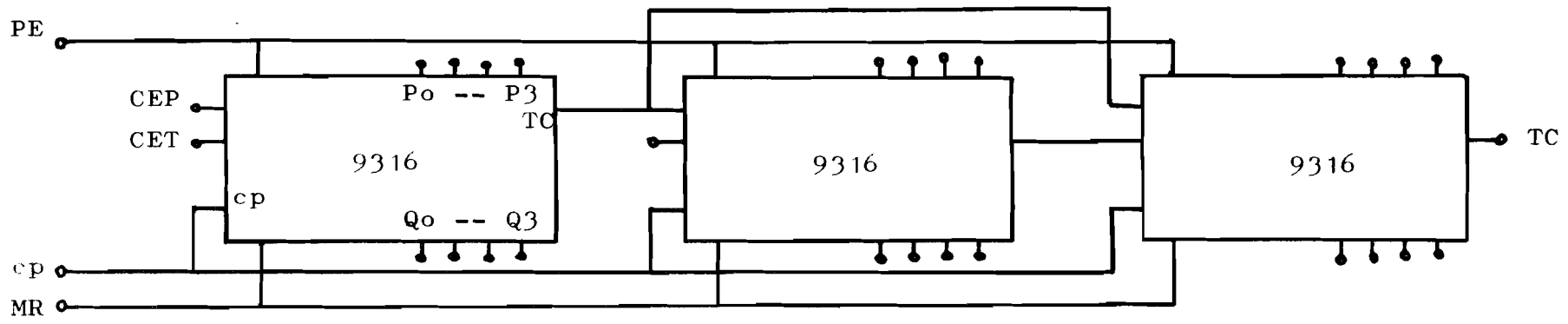
Figuur 40 geeft het schema van een 12 bit binaire teller en een 12 bit schuifregister.

Het **opsporen** van fouten in de schakeling gaat gemakkelijker bij een lagere frequentie dan bij een hogere (dan spelen nl. de tijdvertragingen in de circuits een veel kleinere rol).

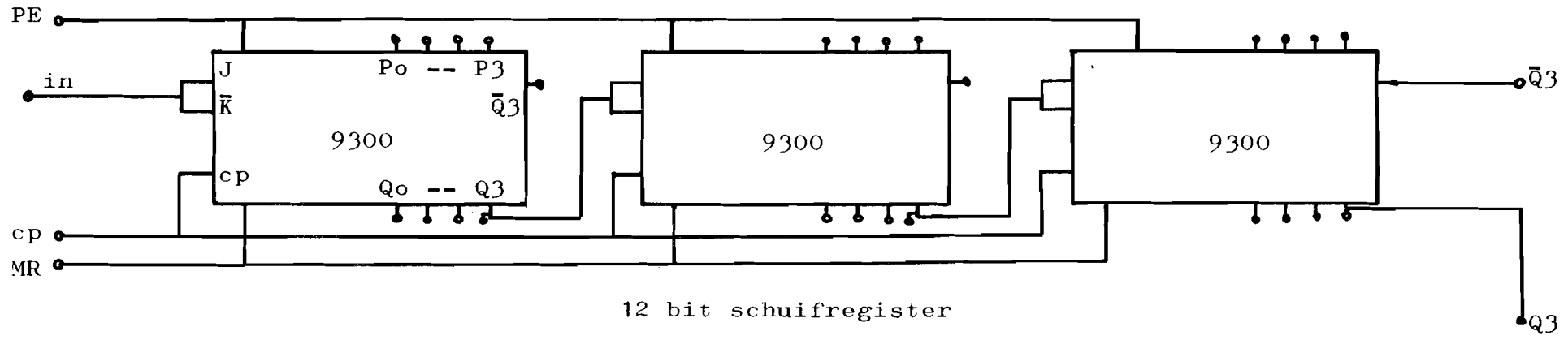
Dit is de reden dat in de uiteindelijke uitvoering de resultaten  $X_m$  en  $Y_m$  berekend worden zonder een decimaal achter de komma.

12. Slot

Als besluit van dit verslag dank ik de heer J.W. Versteeg voor het maken van de rooddoorlaatfilters.



12 bit binaire teller



12 bit schuifregister

Fig. 40

A P P E N D I X

A. Verlichtingseenheden.

Begrip	Omschrijving	Eenheid	Naam	Symbool
Lichtsterkte	Lichtstroom per eenheid van ruimtehoek	cd	candela	I
Lichtstroom	De in een lichtkoker voorgeplante hoeveelheid licht	cd.sr	lumen (lm)	$\Phi$
Helderheid, luminantie (luminance)	Lichtstroom per eenheid van oppervlakte en per eenheid van ruimtehoek	cd/m <sup>2</sup>	nit	L
Lichtemittantie	De door een oppervlakte-element in alle richtingen uitgezonden luminantie	cd.sr/m <sup>2</sup>	lm/m <sup>2</sup>	M
Verlichtingssterkte (illuminance)	De lichtstroom per eenheid van oppervlakte.	cd.sr/m <sup>2</sup>	lux	E

1 stilb	= 1 cd/cm <sup>2</sup>	= 10 <sup>4</sup> nit
1 lumen	= 16.10 <sup>-4</sup> Watt	
1 footlambert	= 1 aeq. footcandle	= 3,426.10 <sup>-4</sup> stilb
1 footcandle	= 1 lm/sq. foot	= 10,76 lux
1 cd/sq. foot	= $\pi$ footlamberts	= 10,76.10 <sup>-4</sup> stilb

B. Het middelpunt.

Uit de machanika is de volgende definitie voor de coördinaten van het middelpunt bekend:

$$X_m = \frac{\iint x f(x,y) dx dy}{\iint f(x,y) dx dy}$$

$$Y_m = \frac{\iint y f(x,y) dx dy}{\iint f(x,y) dx dy}$$

Hierin is  $f(x,y)$  de intensiteitsverdeling van de lichtvlek.

We bekijken de intensiteit in een beperkt aantal punten (49) en constateren of de lichtstroom op een lichtgevoelig element een drempel overschreden heeft of niet.

Aan  $f(x,y)$  kennen we dan de waarden 0 of 1 toe. Als  $f(x,y) = 0$  dan is de lichtstroom op de transistor kleiner dan de drempelwaarde, en als  $f(x,y) = 1$ , dan is die groter dan de drempelwaarde.

Bovenstaande formules gaan nu over in

$$X_m = \frac{\sum_{i=1}^7 \sum_{j=1}^7 x_i f_{ij}}{\sum_{i=1}^7 \sum_{j=1}^7 f_{ij}}$$

$$Y_m = \frac{\sum_{i=1}^7 \sum_{j=1}^7 y_i f_{ij}}{\sum_{i=1}^7 \sum_{j=1}^7 f_{ij}}$$

$\sum_{i=1}^7 \sum_{j=1}^7 f_{ij}$  stelt het aantal "belichte" opnemers voor.

C. Afkortingen en symbolen.

CE	Count Enable
cp	Clockpuls
DFF	D-flipflop
MM	Monostabiele Multivibrator
MR	Master Reset
PE	Parallel Enable
PG	Power Gate
QDFF	Q uitgang van een D-flipflop
r	Reset
s	Set
TD	Tiendeler
TZ	Terugzetten in de beginstand van de telcyclus
$X_m$	X-coördinaat van het middelpunt
XR	X-rekenorgaan
$Y_m$	Y-coördinaat van het middelpunt
YR	Y-rekenorgaan



3-input nand



Inverter



Monostabiele Multivibrator



D. Loadstates en telcycli van de N-delers.

	load state	Q0	Q1	Q2	Q3
N=15	15	0	0	1	1
N=14	14	0	0	0	1
N=13	13	0	0	0	0
N=12	12	1	0	0	0
N=11	11	0	1	0	0
N=10	10	1	0	1	0
N=9	9	0	1	0	1
N=8	8	0	0	1	0
N=7	7	1	0	0	1
N=6	6	1	1	0	0
N=5	5	0	1	1	0
N=4	4	1	0	1	1
N=3	3	1	1	0	1
N=2	2	1	1	1	0
		0	1	1	1 load state

Literatuurlijst.

- [1] Atmospheric Limitations for Laser Communications;  
M. Subramanian, Eascon 1968 Record, pp 125 - 133.
  
- [2] Een lange-afstands-laserverbinding en het verband tussen straal-  
beweging en opstellingsbewegingen;  
J.L. Kamp, afstudeerverslag, THE (groep ETB).
  
- [3] Fluctuations of a Focused Beam Wave for Atmospheric Turbulence  
Probing;  
Akira Ishimaru, Proc. IEEE vol. 57 no. 4, april 1969, pp. 407 - 414.
  
- [4] Vacuum Deposition of Thin Films;  
L. Holland, p. 291.
  
- [5] Data Sheets van Fairchild.
  
- [6] Uebertragung von Laserstrahlung durch die Atmosphäre;  
R. Gruss, Nachrichten Technische Zeitschrift 1969, Heft 3,  
pp. 184 - 192.
  
- [7] Inleiding in de optica;  
A.C.S. van Heel
  
- [8] Leerboek der natuurkunde;  
Dr. R. Kronig e.a.
  
- [9] Line-of-Sight Wave Propagation Through the Turbulent Atmosphere;  
John W. Strohbehn, Proc. IEEE vol. 56, no. 8 August 1968,  
pp 1301 - 1318.
  
- [10] Effects of a Turbulent Atmosphere on the Phase and Frequency of  
Optical Waves;  
Henri Hodara, Proc. IEEE, vol. 56, no. 12, December 1968,  
pp. 2130 - 2136.